

公告本

367662

申請日期	86 年 10 月 14 日
案 號	86115069
類 別	1H-4.B/6

A4
C4

367662

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、 發明 名稱	中 文	改良使用轉換演譯法之適應等化器盲收斂之技術
	英 文	Technique for improving the blind convergence of an adaptive equalizer using a transition algorithm
二、 發明 創作人	姓 名	(1) 球一傑奎斯·衛能 Werner, Jean-Jacques (2) 楊健 Yang, Jian
	國 籍	(1) 法國 (2) 加拿大
	住、居所	(1) 美國新澤西州○七七三三·洪德爾·洪德爾路 八五二號 852 Holmdel Road, Holmdel, NJ 07733, USA (2) 美國新澤西州·馬波羅惠特奈大道10號 10 Whitney Drive, Marlboro, NJ 07746, USA
三、申請人	姓 名 (名稱)	(1) 魯森工業技術股份有限公司 Lucent Technologies Inc.
	國 籍	(1) 美國
	住、居所 (事務所)	(1) 美國新澤西州莫瑞山丘莫頓路六〇〇號 600 Mountain Avenue, Murray Hill, NJ 07974 -0636, USA
代表人 姓 名	(1) 麥克·格林 Greene, Michael R.	

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
I P C 分類：

A6

B6

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： 有 無主張優先權

美國

1996 年 11 月 8 日 08/744,908

有主張優先權

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

有關微生物已寄存於： ，寄存日期： ，寄存號碼：

四、中文發明摘要 (發明之名稱：改良使用轉換演譯法之適應等化器盲)
收斂之技術

一種盲等化技術，於盲啓動期間，使用「固定模數演譯法 (CMA)」及「多模數演譯法 (MMA)」。此方法提供「轉換演譯法」之基礎。轉換演譯法的一實施例係 CMA - MMA 轉換演譯法，於其中適應濾波器會簡單地從 CMA 切換至 MMA。其它實施例係 CMA - MMA 轉換演譯法之變化並以「固定旋轉 CMA - MMA」轉換演譯法及「動態旋轉 CMA - MMA + 轉換演譯法說明之。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

英文發明摘要 (發明之名稱：)

Technique for Improving the Blind Convergence of an Adaptive Equalizer Using a Transition Algorithm

A blind equalization technique uses both the "constant modulus algorithm" (CMA) and the "multimodulus algorithm" (MMA) during blind start-up. This approach provides the basis for a "transition algorithm." One example of a transition algorithm is the CMA-MMA transition algorithm in which an adaptive filter simply switches from CMA to MMA. Other examples are variations of the CMA-MMA transition algorithm and are illustrated by the "Constant Rotation CMA-MMA" transition algorithm and the "Dynamic Rotation CMA-MMA" transition algorithm.

五、發明說明 (1)

發明背景

本發明係關於通訊設備，特別關於接收器中之盲等化。

在盲等化中，接收器的適應濾波器不用使用訓練訊號即可收斂。在此技術中，已知有二種盲等化技術：一者為「減化星群演譯法 (reduced constellation algorithm (RCA))」（例如，請參見 Y. Sato "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems," IEEE Trans. Commun., pp. 679-682, June 1975；及 1980 年頒予 Godard 之美國專利號 4,227,152），另一技術為「固定模數演譯法 (constant modulus algorithm) (CMA)」（例如，請參見 D. N. Godard 之 "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-dimensional Data Communication Systems," IEEE Trans. Commun., vol. 28, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980；及 N.K. Jablon, "Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellation", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 40, no. 6, pp. 1383-1983, 1992）。此外，1996 年五月七日申請，序號 08/646404，Werner 等之美國共同申請案 "Blind Equalization"，亦說明新的盲等化技術—多模數演譯法 (the multimodulus algorithm (NMA))，為上述 RCA 及 CMA 方法之另一選擇。

但是，對所有的盲等化方法而言，最基本的性能議題

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

良

五、發明說明 (2)

係取得可靠的初始收斂之能力 - 否則適應濾波器可能收斂至錯誤解，例如著名的「對角線解」。

一般而言，RCA 演譯法比CMA或MMA演譯更不具可靠收斂。關於CMA與MMA演譯邏輯，這些演譯法均各具優缺點。舉例而言，CMA演譯法會提供更加可靠的收斂 - 因而避免不正確的對角線解 - 但是CMA演譯法需要昂貴的旋轉器。相較之下，MMA演譯法並不需要昂貴的旋轉器，但卻比CMA演譯法更易於遭受不正確的收斂。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

發明概述

我們已瞭解使用CMA及MMA演譯法以取得互補結果之盲等化技術。此方法提供用於可造成更加可靠的盲收斂而不產生對角線解及避免旋轉器費用之「轉換演譯法」之基礎。

在發明之實施例中，轉換邏輯的一實施例於此處稱為CMA - MMA轉換演譯法。在此方法中，適應濾波器簡單地從CMA切換至MMA。

在發明的另一實施例中，顯示修正的CMA - MMA轉換演譯法，用於比基本CMA - MMA法改良之星群旋轉。這些修正的CMA - MMA法之說明實施例係「固定旋轉CMA - MMA」轉換演譯法及「動態旋轉CMA - MMA」轉換演譯法。

五、發明說明 (3)

圖式簡述

圖 1 係具體實現發明原則之通訊系統的一部份之說明方塊圖；

圖 2 係用於等化器中的適應濾波器之說明方塊圖；

圖 3 係用於等化器中的適應性濾波器的一部份之說明方塊圖；

圖 4 係互耦合等化器之說明方塊圖；

圖 5 係四濾波器等化器之說明方塊圖；

圖 6 係收斂前之等化器的輸出訊號之訊號點說明圖；

圖 7 係用於使用 M M A 盲等化法之系統的等化器之輸出訊號的訊號點說明圖；

圖 8 係訊號點說明圖，說明 R C A 盲等化法之減少訊號點星群；

圖 9 係訊號點說明圖，說明 C M A 盲等化法之圓形輪廓；

圖 10 係訊號點說明圖，說明 M M A 盲等化法分段線性輪廓；

圖 11 及 12 係具體實現發明原理之接收器的一部份之說明方塊圖；

圖 13、14、及 15 係訊號點說明圖，說明用於非方形星群之 M M A 盲等化法的分段線性輪廓；

圖 16 及 17 係用於使用二步式 M M A 盲等化法之通訊系統的等化器之輸出訊號的訊號點說明圖；

圖 18 係顯示無 C H C F 之 R C A、C M A 及 M M A

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

修正
補充 本件 1月28日

民國 88 年 1 月呈

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (4)

盲等化法之間的比較表：

圖 19 係顯示用於 R C A 、 C M A 及 M M A 盲等化法中的資料值之說明表；

圖 20 係 6 4 - C A P 訊號點星群之錯誤對角解之說明圖；

圖 21 係顯示具有 C M A - M M A 轉換演譯法之二濾波器結構的說明方塊圖；

圖 22 係顯示用於圖 21 的結構中之說明流程圖；

圖 23 係顯示具有 C R - C M A 轉換演譯法之二濾波器結構的說明方塊圖；

圖 24 係顯示用於圖 23 的結構中之說明流程圖；

圖 25 係顯示具有 D R - C M A 轉換演譯法之二濾波器結構的說明方塊圖；

圖 26 係顯示用於圖 25 的結構中之說明流程圖；及

圖 27 及 28 係顯示分別使用 C D - C M A 及 D R - C M A 方法恢復之說明訊號點星群。

主要元件對照表

1 0	接收器
1 0 0	F S L E 等化器
1 1 0	F I R 濾波器
1 2 0	F I R 濾波器
1 2 5	類比至數位轉換器
1 3 0	決定裝置
1 3 5	決定裝置

修正
稿充
本年1月2日

A7

B7

五、發明說明 (4-1)

2 0 0	互耦合 F S L E
2 0 5	同相 F I R 濾波器
2 1 0	正交 F I R 濾波器
2 1 5	適應 F I R 濾波器
3 0 0	四濾波器等化器
6 1 0	適應濾波器
6 1 5	適應濾波器
7 1 0	適應濾波器
7 1 5	適應濾波器
9 1 0	適應濾波器
9 1 5	適應濾波器
4 0 0	數位信號處理器
4 0 5	處理器
4 1 0	記憶體
5 0 5	處理器
5 1 0	等化器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表
訂

詳細說明

圖 1 係顯示具體實施發明原理之通訊系統的一部份之高階方塊圖。僅為說明之用，假設接收器 1 0 接收可表示如下之 C A P 訊號（無載體、振幅調變、相位調變（carrierless, amplitude modulation, phase modulation）：

$$r(t) = \sum_n [a_n p(t - nT) - b_n \tilde{p}(t - nT)] + \xi(t) \quad (1)$$

五、發明說明 (5)

其中 a_n 及 b_n 係離散值多準位符號， $p(t)$ 及 $p(t)$ 係形成希耳伯特 (Hilbert) 對之脈沖響應， T 係符號週期，及 $\xi(t)$ 係進入頻道中的外加噪音。

假設方程式 (1) 中的 C A P 訊號於經由通訊頻道 9 傳播時被扭曲並遭受碼際干擾 (I S I)。此 I S I 係由頻道內 I S I (a_n 或 b_n 符號相互干擾) 及頻道間 I S I (a_n 及 b_n 符號相互干擾)。接收器 10 的目的係移除 I S I 及使外加噪音 $\xi(t)$ 的效應最小以提供訊號 $r'(t)$ 。將於用於接收器 10 內的 C M A 及 M M A 結合的盲等化演譯法之內文中說明發明觀念。但是，在說明發明觀念前，將說明關於適應濾波器及上述 R C A、C M A、及 M M A 演譯法之某些背景資訊。而且，此處所使用之適應濾波器，例如部份間隔線性等化器，將於下簡稱為 F S L E 等化器，或等化器。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

等化器結構

圖 2 顯示相位分離 F S L E 等化器 100。假設 F S L E 等化器 100 係對包括同相分量及正交分量之二維輸入訊號作用。F S L E 等化器 100 包括作為有限脈沖響應 (F I R) 濾波器 110 及 120 之二平行的數位適應濾波器。由於二 F I R 濾波器 110 及 120 會收斂至同相位及正交濾波器，所以等化器 100 係稱為「相位分離 F S L E」。等化器結構之某些說明性細節係顯示於圖 3 中。二濾波器 110 及 120 會共同使用相同的分接

五、發明說明 (6)

延遲線 1 1 5，該分接延遲線 1 1 5 儲存連續的類比對數位轉換器 (A/D) 1 2 5 取樣 r_k 序列。A/D 1 2 5 的取樣速率 $1/T'$ 典型上係符號速率 $1/T$ 的三至四倍並以滿足用於真實訊號之取樣理論之方式被選取。假設 $T/T' = i$ ，其中 i 係整數。

如圖 3 所示之二適應 F I R 濾波器 1 1 0 及 1 2 0 的輸出係被以符號速率 $1/T$ 計算。等化器分接及輸入取樣可以以對應的 N 維向量表示之。因此，現在界定下述關係：

$$r_n^T = [r_k, r_{k-1}, \dots, r_{k-N}] = \text{延遲線中的 A/D 取樣向量} \quad (2)$$

$$c_n^T = [c_0, c_1, c_2, \dots, c_N] = \text{同相位分接係數之向量} \quad (3)$$

$$d_n^T = [d_0, d_1, d_2, \dots, d_N] = \text{正交相位分接係數之向量} \quad (4)$$

其中上標 T 係代表向量轉置，下表 n 係指符號週期 nT ，及 $k = i n$ 。

設 y_n 及 \tilde{y}_n 分別為被計算之同相位及正交濾波器，及：

$$y_n = c_n^T r_n; \quad (5)$$

$$\tilde{y}_n = d_n^T r_n. \quad (6)$$

輸出 y_n 及 \tilde{y}_n 之 X/Y 顯示，或相等地 $Y = y_n + j \tilde{y}_n$ 之複數輸出的 X/Y 顯示，係稱為訊號星群。圖 6 及 17 係顯示使用 MMA 演譯法之收斂之前及後的 64- CAP 星群。「64-CAP」一詞係指訊號空間或

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (7)

訊號星群中預定符號之數目，每一符號代表 6 位元，而 $2^6 = 64$ 。有關 C A P 通訊系統之其它資訊可參見 J. J. Werner, "Tutorial on Carrierless AM/PM-Part I - Fundamentals and Digital CAP Transmitter," Contribution to ANSI X3T9.5 TP/PMD Working Group, Minneapolis, June 23, 1992.) 在收斂之後，訊號星群係受某些小訊號及 I S I 破壞之複數符號 $A_n = a_n + j b_n$ 顯示所構成。

在正常操作模式中，圖 2 中所示之決定裝置（或限幅器）130 及 135 會比較等化器 100 的取樣輸出 $y_n + \tilde{y}_n$ 與有效符號值 a_n 及 b_n ，及決定那些符號已被傳送。這些被限幅的符號會以 \hat{a}_n 及 \hat{b}_n 代表。然後，接收器會計算下述同相位及正交誤差 e_n 及 \tilde{e}_n ：

$$e_n = y_n - \hat{a}_n, \quad (7a)$$

$$\tilde{e}_n = \tilde{y}_n - \hat{b}_n, \quad (7b)$$

及使用熟悉的最小平方演譯法更新二適應濾波器的分接係數，亦即，

$$c_{n+1} = c_n - \alpha e_n r_n, \quad (8a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha \tilde{e}_n r_n, \quad (8b)$$

其中 α 係用於分接調整演譯法之步階大小。

現在參考圖 4，其顯示互耦合 F S L E 2 0 0。關於此等化器的結構，A / D 取樣會首先分別饋至二固定的同相位及正交 F I R 濾波器，210 和 205。在此情形下

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (8)

， A / D 1 2 5 的取樣速率 $1 / T'$ 典型上等於符號速率 $1 / T$ 的四倍。二固定 F I R 濾波器的輸出係被以 $1 / T''$ 速率計算，該 $1 / T''$ 速率符合此技術中所習知的用於分析訊號之取樣理論。然後，輸出訊號會被饋送至具有稱為互耦合結構之等化器 2 0 0。典型上， $1 / T''$ 係符號速率 $1 / T$ 的二倍。

互耦合等化器 2 0 0 使用二適應 F I R 濾波器 2 1 5 a 及 2 1 5 b，均具有分接向量 a_n 及 b_n 。為簡化起見，再度使用相同的向量符號 c_n 及 d_n （用於先前所述之圖 2 的等化器）。但是，對習於此技藝者而言，應明瞭對二種等化器而言，分接向量係不同的。這二個濾波器均被使用二次以計算等化器的輸出 y_n 及 \tilde{y}_n 。設 r_n 及 \tilde{r}_n 係同相位及正交濾波器的輸出向量，用以計算互耦合等化器之輸出。可界定如下：

$$C_n = c_n + j d_n, \quad (9a)$$

$$R_n = r_n + j \tilde{r}_n, \quad (9b)$$

$$Y_n = y_n + j \tilde{y}_n. \quad (9c)$$

可以下述簡潔方式表示等化器的複數輸出 Y_n

$$Y_n = C_n^* R_n, \quad (10)$$

其中星號 * 代表共軛複數。將限幅複數符號 A_n 及複數誤差 E_n 定義如下：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (9)

$$\hat{A}_n = \hat{a}_n + j\hat{b}_n, \quad (11a)$$

$$E_n = Y_n - \hat{A}_n. \quad (11b)$$

用於更新複數分接向量 C_n 之 L M S 演譯法可表示如下

：

$$C_{n+1} = C_n - \alpha E_n^* R_n. \quad (12)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

現在參考圖 5，其顯示四濾波器 F S L E。四濾波器等化器 300 除了適應部份係由四個不同的濾波器而非被使用二次之二濾波器構成外，均與圖 4 所示之互耦合 F S L E 200 具有相同的一般結構。等化器 300 的二輸出訊號會被計算如下：

$$y_n = \mathbf{c}_{1,n}^T \mathbf{r}_n + \mathbf{d}_{2,n}^T \tilde{\mathbf{r}}_n, \quad (13a)$$

$$\tilde{y}_n = \mathbf{c}_{2,n}^T \tilde{\mathbf{r}}_n - \mathbf{d}_{1,n}^T \mathbf{r}_n. \quad (13b)$$

在方程式 (7a) 及 (7b) 中使用同相位及正交誤差 e_n 和 \tilde{e}_n 之定義，則用於四濾波器之分接演譯法結果如下：

$$\mathbf{c}_{1,n+1} = \mathbf{c}_{1,n} - \alpha e_n \mathbf{r}_n, \quad (14a)$$

$$\mathbf{d}_{1,n+1} = \mathbf{d}_{1,n} + \alpha \tilde{e}_n \mathbf{r}_n, \quad (14b)$$

$$\mathbf{c}_{2,n+1} = \mathbf{c}_{2,n} - \alpha \tilde{e}_n \tilde{\mathbf{r}}_n, \text{ and} \quad (15a)$$

$$\mathbf{d}_{2,n+1} = \mathbf{d}_{2,n} - \alpha e_n \tilde{\mathbf{r}}_n. \quad (15b)$$

已於圖 2 至 5 中概述某些習知技藝等化器的結構，現

五、發明說明 (10)

在將使用圖 2 之等化器結構說明盲等化觀念之概論。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

盲等化觀念

在正常操作模式 (穩定狀態) 下，圖 2 中的決定裝置，亦即限幅器 130 及 135，會比較等化器的複數輸出取樣 Y_n ($Y_n = y_n + j \tilde{y}_n$) 與所有可能的傳送複數符號 A_n ($A_n = a_n + j b_n$)，並選取最接近 Y_n 之符號 A_n 。然後，接收器會計算誤差 E_n ，其中 E_n ：

$$E_n = Y_n - \hat{A}_n, \quad (16)$$

其係用以更新等化器 100 之分接係數。此種之分接適應稱為「決定導向」，這是因為它使用限幅器 130 及 135。最通用的分接更新演譯法係 LMS 演譯法，其係使均方差 (MSE) 最小之隨機梯度演譯法，定義如下：

$$MSE \triangleq E[|E_n|^2] = E[|Y_n - \hat{A}_n|^2] = E[e_n^2] + E[\tilde{e}_n^2], \quad (17)$$

其中 $E[\cdot]$ 代表期望值，而 e_n 及 \tilde{e}_n 係分別為同相位及正交誤差。

如圖 6 所示，在起動開始時，等化器 100 的輸出訊號 Y_n 會被很多碼際干擾摧毀。後者代表為用於如圖 2 所示之使用相位分離 F S L E 之 64 CAP 而取得之實驗資料。

當於起動期間使用訓練序列時 (亦即 A_n 符號之預定序列)，接收器能藉由使用等化器輸出訊號 Y_n 及已知的傳送

五、發明說明 (11)

符號 A_n 而計算有意義的誤差 E_n 。在此情形下，分接適應係以「理想參考」達成以便與決定導向分接適應區別。

但是，當無訓練序列可資利用時，等化器 100 必須被盲收斂。在此情形下，如圖 6 所示，由於限幅器會作出太多錯誤決定，所以，不能使用決定導向分接更新演譯法。

因此，盲等化之原理係使用可使成本函數最小之分接適應演譯法，其比方程式 (17) 所代表之 MSE 更適宜提供等化器 100 之初始收斂。將於下說明 RCA、CMA 及 MMA 演譯法中所使用之成本函數。

在啓動期間之等化器收斂通常係由二主要步驟所構成。首先，使用盲等化演譯法開啓「眼圖（此後稱為其張開眼睛）」。一旦眼睛充分張開，則接收器會切換至決定導向分接演譯法。

減化星群演譯法 (RCA)

此節將提供 RCA 演譯法之概論。概論之後將說明上述每一等化器結構中之 RCA 演譯法的前後關係。

根據 RCA 演譯法，會導出與比所收到的星群具有更少點數之訊號星群有關之分接更新演譯法中所使用之誤差。再度假設訊號星群包括 64 個符號。如圖 8 所示，在 RCA 演譯法中，減化星群典型上係僅由四訊號點所構成。應注意，RCA 演譯法要求使用決定裝置，例如限幅器，以從減化星群中選取最接近的點。所接收的取樣 Y_n 與減

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (12)

少星群之最接近訊號點 $A_{r,n}$ 之間的誤差係複數：

$$E_{r,n} = e_{r,n} + j\tilde{e}_{r,n} = Y_n - \hat{A}_{r,n}, \quad \text{其中} \quad (18)$$

$$\hat{A}_{r,n} = \hat{a}_{r,n} + j\hat{b}_{r,n} = R [\text{sgn}(y_n) + j\text{sgn}(\tilde{y}_n)], \quad (19)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 係正負號函數而右側之表示式係對應於減化星群由四點所構成之情形。減化星群演譯法會使下述成本函數最小：

$$CF = E[|E_{r,n}|^2] = E[e_{r,n}^2 + \tilde{e}_{r,n}^2] = E[|Y_n - \hat{A}_{r,n}|^2], \quad (20)$$

其中 $E[\cdot]$ 代表期望值而 $e_{r,n}$ 係指限幅誤差。

現在，考慮圖 2 中所示之分相等化器結構。使用方程式 (5)、(6) 及 (20)，則造成下述方程式：

$$e_{r,n} = y_n - \hat{a}_{r,n} = \mathbf{c}_n^T \mathbf{r}_n - R \text{sgn}(y_n), \quad (21a)$$

$$\tilde{e}_{r,n} = \tilde{y}_n - \hat{b}_{r,n} = \mathbf{d}_n^T \mathbf{r}_n - R \text{sgn}(\tilde{y}_n) \quad (21b)$$

與分接向量 \mathbf{c}_n 及 \mathbf{d}_n 有關之方程式 (20) 所代表之成本函數的梯度係等於：

$$\nabla_{\mathbf{c}}(CF) = 2E[e_{r,n} \mathbf{r}_n], \quad (22a)$$

$$\nabla_{\mathbf{d}}(CF) = 2E[\tilde{e}_{r,n} \mathbf{r}_n]. \quad (22b)$$

當頻道被完美地等化時，亦即當所接收的取樣 Y_n 等於符號值 A_n 時，這些梯度等於零。此條件造成下述值 R ：

$$R = \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]}. \quad (23)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂

五、發明說明 (13)

舉例而言，考慮關於分接向量 c_n 之梯度。從方程式 (2 1 a) 及 (2 1 b) 之左側，具有下述條件：

$E[(y_n - R \operatorname{sgn}(y_n))r_n] = 0$ 。使用完美方程式 $y_n = a_n$ 。而且，假使假設不同符號係不相關的，則： $E[a_n r_n] = k_n E[a_n^2]$ ，其中 k_n 係元素為頻道函數之固定向量。然後，上述條件可寫成： $E[a_n^2] - R E[\operatorname{sgn}(a_n)a_n] = 0$ 。注意， $\operatorname{sgn}(a_n)a_n = |a_n|$ 並對 R 求解，得到方程式 (2 3)。

方程式 (2 2 a) 及 (2 2 b) 中的非平均梯度可用於隨機梯度演譯法以使等化器的分接係數適應，以致於取得下述分接更新演譯法：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha [y_n - R \operatorname{sgn}(y_n)]r_n, \quad \text{及} \quad (24a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha [\tilde{y}_n - R \operatorname{sgn}(\tilde{y}_n)]r_n. \quad (24b)$$

現在參考圖 4 所示之互耦合 F S L E 結構，從方程式 (1 0) 計算此等化器的複數輸出 Y_n 。於方程式 (2 0) 中使用此表示式，則關於複數分接向量 C_n 之成本函數的梯度為：

$$\nabla_C = E[(Y_n - \hat{A}_{r,n})^* R_n]. \quad (25)$$

假設取得下述之對於 R 之完美等化頻道表示式：

$$R = \frac{E[|A_n|^2]}{E[|a_n|] + E[|b_n|]} = \frac{E[|A_n|^2]}{2 E[|a_n|]}, \quad (26)$$

其中右方之表示式與方程式 (2 3) 中用於

五、發明說明 (14)

$E[|a_n|] = E[|b_n|]$ 一般情形之右方表示式相同。用於複數分接向量 C_n 之分接更新演譯法給定如下：

$$C_{n+1} = C_n - \alpha(Y_n - \hat{A}_{r,n})^* R_n. \quad (27)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

現在參考圖 5 所示之四濾波器 F S L E 結構，從方程式 (13a) 及 (13b) 計算四濾波器等化器的輸出 y_n 及 \tilde{y}_n 。方程式 (20) 中關於四分接向量的成本函數之梯度類似於方程式 (22a) 與 (22b)，此處不再重述。分接更新演譯法給定如下：

$$c_{1,n+1} = c_{1,n} - \alpha[y_n - R \operatorname{sgn}(y_n)] r_n, \quad (28a)$$

$$d_{1,n+1} = d_{1,n} + \alpha[\tilde{y}_n - R \operatorname{sgn}(\tilde{y}_n)] r_n \quad (28b)$$

$$c_{2,n+1} = c_{2,n} - \alpha[\tilde{y}_n - R \operatorname{sgn}(\tilde{y}_n)] \tilde{r}_n, \text{ and} \quad (28c)$$

$$d_{2,n+1} = d_{2,n} - \alpha[y_n - R \operatorname{sgn}(y_n)] \tilde{r}_n, \quad (28d)$$

其中常數 R 與方程式 (23) 相同。

RCA 因為是典型的最小複數盲等化演譯法，所以，其主要優點係其低實施成本。方除了限幅器使用不同點數外，方程式 (24a)、(24b)、(27) 及 (28) 所代表之分接更新演譯法與方程式 (8a) 及 (8b) 所代表之標準 LMS 演譯法相同。

RCA 的主要缺點係其不可預測性及缺乏堅固性。已知演譯法通常收斂至稱為「錯誤解」。從頻道等化觀點而言，這些解是相當可接收的，但是無法允許接收器恢復正確資料。應指出，圖 2 中的等化結構比圖 4 中的結構更加

五、發明說明 (15)

容易收斂至錯誤解。這是由於前者比後者具有更多之自由度。

通常由圖 2 中的等化器結構觀察到之錯誤解係稱為對角線解。在此情形下，同相位及正交濾波器等二者均會收斂至相同濾波器，以致於它們均會產生相同的輸出取樣。結果，如同 6 4 - C A P 訊號點星群之圖 2 0 所示，等化器輸出處的訊號星群係由延著對角線群聚之點所構成。已發現對角線解的發生頻率主要視通訊頻道而定。特別是，當些極小的傳輸延遲偏移導入頻道中時其通常會產生。（對照地，圖 1 6 顯示使用 M M A 等化演譯法之 6 4 - C A P 訊號點星群之正確解）

當同相位及正交濾波器將彼此相差符號週期整數之傳輸延遲導入時，會發生其它錯誤解。舉例而言，在給定的取樣時刻， a_n 可能出現在同相位濾波器的輸出，而 b_{n-1} 會出現在正交濾波器的輸出。此種錯誤解能在等化器的輸出處產生未對應被傳送的訊號之訊號星群中的點。舉例而言，3 2 點訊號星群可轉換成 3 6 點星群及圖 1 3，1 4 和 1 5 中的 1 2 8 點星群可轉換成 1 4 4 點星群。

固定模數演譯法 (C M A)

此節將提供 C M A 演譯法之概論。此概論之後，將說明每一上述等化器結構的前後關係中之 C M A 演譯法。

C M A 演譯法會使關於半徑 R 為的圓之等化取樣 Y_n 的分散最小。此點以圖形說明於圖 9 中。C M A 演譯法會使

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (16)

下述成本函數最小：

$$CF = E[(|Y_n|^L - R^L)^2], \quad (29)$$

其中 L 係正整數。實務上最常使用 $L = 2$ 之情形。方程式 (29) 中的成本函數係真正的二維成本函數，其可使與圓形二維圖形有關之等化器複數輸出訊號 Y_n 的分散最小。

現在，考慮圖 2 中所示之分相等化器結構。與分接向量 c_n 及 d_n 有關的成本函數之梯度給定如下：

$$\nabla_c (CF) = 2L \times E[(|Y_n|^L - R^L) |Y_n|^{L-2} y_n \mathbf{r}_n], \quad (30a)$$

$$\nabla_d (CF) = 2L \times E[(|Y_n|^L - R^L) |Y_n|^{L-2} \tilde{y}_n \mathbf{r}_n]. \quad (30b)$$

假設完美等化頻道，取得下述 R^L 值：

$$R^L = \frac{E[|A_n|^{2L-2} a_n^2]}{E[|A_n|^{L-2} a_n^2]} = \frac{E[|A_n|^{2L}]}{E[|A_n|^L]}, \quad (31)$$

其中右方之表示式係可用於符號 a_n 及 b_n 的統計相同之正常情形。對於 $L = 2$ 而言，可得下述隨機梯度分接更新演譯法：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha (y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) y_n \mathbf{r}_n, \quad (32a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha (y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) \tilde{y}_n \mathbf{r}_n. \quad (32b)$$

現在參考圖 4 所示之互耦合 F S L E 結構，由方程式 (29) 代表之與複數分接向量 C_n 有關的成本函數之梯度

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (17)

等於：

$$\nabla_c (CF) = 2L \times E[(|Y_n|^L - R^L)|Y_n|^{L-2} Y_n^* \mathbf{R}_n]. \quad (33)$$

對 $L = 2$ 而言，用於複數分接向量之分接更新演譯法變成：

$$\mathbf{C}_{n+1} = \mathbf{C}_n - \alpha(|Y_n|^2 - R^2) Y_n^* \mathbf{R}_n, \quad (34)$$

其中 R 係由方程式 (31) 右方的表示式所給定。

現在參考圖 5 所示之四濾波器 F S L E，由方程式 (29) 表示之與四分接向量有關的成本函數之梯度類似於方程式 (30a) 及 (30b) 所給定之梯度。對 $L = 2$ 而言，分接更新演譯法變成：

$$\mathbf{c}_{1,n+1} = \mathbf{c}_{1,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) y_n \mathbf{r}_n, \quad (35a)$$

$$\mathbf{d}_{1,n+1} = \mathbf{d}_{1,n} + \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) \tilde{y}_n \mathbf{r}_n, \quad (35b)$$

$$\mathbf{c}_{2,n+1} = \mathbf{c}_{2,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) \tilde{y}_n \tilde{\mathbf{r}}_n, \quad (35c)$$

$$\mathbf{d}_{2,n+1} = \mathbf{d}_{2,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2) y_n \tilde{\mathbf{r}}_n. \quad (35d)$$

常數 R 與方程式 (31) 中相同。

C M A 的主要優點係其堅固性及可預測性。不似 R C A，其很少收斂至錯誤解。對某些非此處所考慮之應用而言，其亦具有能在存在有載波相位變化下，部份地等化頻道。C M A 的主要缺點係其實施成本。C M A 分接更新演譯法比 R C A 演譯法及 M M A 演譯法更加複雜，此外，C M A 演譯法在等化器輸出處需要「旋轉器」。結果，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (18)

一旦取得某程度的收斂，則在切換至決定導向分接適應演譯法之前，等化器的輸出訊號必須反旋轉。在等化器之後使用旋轉器之需求，對某些型式的應用而言，會增加 C M A 的實施成本。但是，必須指出，有些其它應用，例如聲頻帶及有線數據機，於其中無論如何會因其它目的，例如進入頻道中的追蹤頻率偏移，而需要旋轉器功能。在後者之這些情形下，需要旋轉並不會增加實施成本，且 C M A 會變成非常有吸引力之方法。

多模數演譯法 (M M A)

M M A 演譯法會使圍繞分段線性同相位及正交輪廓之等化器輸出取樣 y_n 及 \tilde{y}_n 的分散最小。對於用於 1 6 - 、 6 4 - 、及 2 5 6 - C A P 系統之方形訊號星群的特別情形中，輪廓會變成直線。此點以圖形顯示於 6 4 點星群之圖 1 0 中。多模數演譯法會使下述成本函數最小。

$$CF = E [(y_n^L - R^L(Y_n))^2 + (\tilde{y}_n^L - \tilde{R}^L(Y_n))^2], \quad (36)$$

其中 L 係正整數， $R(Y_n)$ 及 $\tilde{R}(Y_n)$ 會取離散正值且係取決於等化器輸出 Y_n 。

多模數演譯法 (M M A) - 方形星群

對方形星群而言， $R(Y_n) = \tilde{R}(Y_n) = R = \text{常數}$ ，以致於方程式 (3 6) 之成本函數成爲：

五、發明說明 (19)

$$CF = CF_I + CF_Q = E[(y_n^L - R^L)^2 + (\tilde{y}_n^L - R^L)^2]. \quad (37)$$

不似方程式 (29) 所代表的用於 CMA 之成本函數，此方程式並非真正的二維成本函數。而是二獨立的一維成本函數 CF_I 及 CF_Q 之總和。將於下說明 MMA 演譯化於 (上述) 三種型式之等化器的前後關係中的應用。

對圖 2 所示的分相等化器結構而言，與分接向量 c_n 及 d_n 有關之方程式 (37) 中的成本函數之梯度等於：

$$\nabla_c (CF) = 2L \times E[(|y_n|^L - R^L)|y_n|^{L-2} y_n r_n], \quad (38a)$$

$$\nabla_d (CF) = 2L \times E[(|\tilde{y}_n|^L - R^L)|\tilde{y}_n|^{L-2} \tilde{y}_n r_n]. \quad (38b)$$

假設完美地等化之頻道，則可得下述 R^L 值：

$$R^L = \frac{E[a_n^{2L}]}{E[|a_n|^L]} \quad (39)$$

以 $L = 2$ 可取得成本與效率之間的最佳協調，在此情形下，分接更新演譯法變成：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha (y_n^2 - R^2) y_n r_n, \quad (40a)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha (\tilde{y}_n^2 - R^2) \tilde{y}_n r_n. \quad (40b)$$

現在參考圖 4 所示之互耦合 F S L E 結構，與複數分接向量 c_n 有關之方程式 (37) 所表示的成本函數之梯度如下：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

五、發明說明 (20)

$$\nabla_C (CF) = 2L \times E[K^* R_n], \quad (41)$$

其中，

$$K = [(|y_n|^L - R^L) |y_n|^{L-2} y_n] + j[(|y_n|^L - R^L) |y_n|^{L-2} \bar{y}_n]. \quad (42)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

假設完美等化之頻道，則 R^L 值如下：

$$R^L = \frac{E[a_n^{2L} + b_n^{2L}]}{E[|a_n|^L + |b_n|^L]}, \quad (43)$$

對符 a_n 及 b_n 具有相同統計之一般情形，其會減化至方程式 (39)。對 $L = 2$ 而言，用於複數分接向量 C_n 之分接更新演譯法變成：

$$C_{n+1} = C_n - \alpha K^* R_n, \quad (44)$$

$$y^2 - R^2)y + j(\bar{y}^2 - R^2)\bar{y}. \quad (45)$$

現在參考圖 5 中所示之四濾波器 F S L E 結構，與四分接向量有關之方程式 (37) 所表示的成本函數之梯度類似方程式 (6·5) 中所給定之梯度。對 $L = 2$ 而言，分接更新演譯法變成：

$$c_{1,n+1} = c_{1,n} - \alpha (y_n^2 - R^2) y_n r_n, \quad (46a)$$

$$d_{1,n+1} = d_{1,n} + \alpha (\bar{y}_n^2 - R^2) \bar{y}_n r_n, \quad (46b)$$

$$c_{2,n+1} = c_{2,n} - \alpha (\bar{y}_n^2 - R^2) \bar{y}_n \bar{r}_n, \quad (46c)$$

$$d_{2,n+1} = d_{2,n} - \alpha (y_n^2 - R^2) y_n \bar{r}_n. \quad (46d)$$

五、發明說明 (21)

常數 R 與方程式 (39) 中相同。

上述使用 MMA 演譯法之二步驟盲等化程序對等化器 100 而言係由圖 6、7、16 及 17 以圖形表示。等化器 100 的輸出訊號在任何收斂形式之前係顯示於圖 6 中。如同上述，圖 6 代表為使用圖 2 所示分相 F S L E 之 64-CAP 接收器而取得之實驗資料。圖 7 說明 NMA 處理收斂之開始。如圖 16 所示，MMA 技術會使等化器收斂至足以將 64 符號訊號空間清楚地顯示為 64 噪音群。雖然這些噪音群典型上對穩態操作而言是無法接受的，眼睛張開至足以允許接收器切換至 64 點限幅器及決定導向 LMS 演譯法。結果係更加清楚的星群，如圖 17 所示。典型上，雖然對較差的符號率可觀察到成功的轉移，但是當符號誤差率比 10^{-2} 更佳時，可在適應、MMA 二模式與決定導向之間有清楚的轉移。應指出，圖 16 中的噪音群可藉由減少 MMA 分接調整演譯法中的步階尺寸而進一步減化。事實上，在某些應用中，能夠不需切換至決定導向分接適應演譯法。但是，應注意，這將增加啟動時間及所需之數位精確量。

可使用用於方形星群之 MMA 演譯法而對非方形星群無需修改。在此情形下，由於用於符號 a_n 及 b_n 之離散位準並非都具有相同的發生機率（於下詳述），所以，在計算常數 R 時必須小心。但是，經由電腦模擬，發現對非方形星群而言 MMA 演譯法的收斂會比對方形星群稍微不可靠。此點可藉由使用下述節中所討論的修正 MMA 而修正

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (22)

。

多模數演譯法 (M M A) - 非方形星群

與 1 2 8 - C A P 訊號星群有關之修正 M M A 之原理說明於圖 1 3 、 1 4 及 1 5 中 (1 2 8 點訊號星群係以下述方式取得。首先使用符號位準 ± 1 、 ± 3 、 ± 5 、 ± 7 、 ± 9 、 ± 11 界定 1 4 4 點訊號星群，然後，移除每一象限中的四角落點) 。現在已取得圍繞分段直線之等化器輸出取樣 y_n 及 \tilde{y}_n 的分散最小化。再者，對 y_n 及 \tilde{y}_n 而言，此點係獨立執行的。從方程式 (3 7) 導出之同相位成本函數為：

$$CF_Q = E[(\tilde{y}_n^L - R_1^L)^2] \text{ if } |y_n| < K, \quad (47a)$$

$$CF_Q = E[(y_n^L - R_2^L)^2] \text{ if } |y_n| > K. \quad (47b)$$

從方程式 (3 7) 導出的正交成本函數為：

$$CF_I = E[(y_n^L - R_1^L)^2] \text{ if } |\tilde{y}_n| < K, \quad (47c)$$

$$CF = E[(y_n^L - R_2^L)^2] \text{ if } |\tilde{y}_n| > K. \quad (47d)$$

常數 K 係列入考慮之訊號星群的函數且係依經驗決定的。在 1 2 8 - C A P 之電腦模擬中，建議值係 $K = 8$ 。由於用於 1 2 8 點星群中的符號 a_n 及 b_n 具有不同發生機率之二位準集合 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$ 及 $\{\pm 9, \pm 11\}$ ，所以，於方程式 (4 7) 中使用二不同模數 R_1 及 R_2 。假使有多於具不同統計之符號位準之二集合時，可使用更多模數。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂

五、發明說明 (23)

藉由評估符號相對於有給定模數之符號位準集合之矩，可從方程式 (3 9) 計算方程式 (4 7) 中的模數 R_1 及 R_2 (將於下進一步說明) 。舉例而言，考慮圖 1 3 ，其係顯示用於同相位維之模數及應用至 1 2 8 - C A P 訊號星群的實數符號 a_n 。藉由僅考慮第一象限，計算符號的矩。考慮應用至 R_1 之此象限中的 2 4 符號之子集合。對這些符號而言， $a_n = 1, 3, 5, 7, 9, 11$ ；及 $b_n = 1, 3, 5, 7$ ；所以，每一 a_n 值會以 $4 / 24 = 1 / 6$ 之機率發生。類似地， R_2 具有 8 個符號，對其而言， $a_n = 1, 3, 5, 7$ 及 $b_n = 9, 11$ ，所以，每一 a_n 值係以 $2 / 8 = 1 / 4$ 之機率發生。符號的方差為：

$$\text{對 } r_1 \text{ 符號而言, } E[a_n^2] = \frac{1}{6}(1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2 + 9^2 + 11^2) \approx 47.67, \text{ and} \quad (48a)$$

$$\text{對 } r_2 \text{ 符號而言, } E[a_n^2] = \frac{1}{4}(1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2) = 21. \quad (48b)$$

以類似方式計算符號的其它矩，然後用於方程式 (3 9) 中以估計不同模數值。

用於修正的 M M A 演譯法之分接更新演譯法，除了常數 R 係視是否收到等化器的輸出取樣 Y_n 而決定是由 R_1 或 R_2 取代，其餘均與方程式 (4 0) 、 (4 4) 及 (4 6) 中所示相同。圖 1 4 說明用於正交維之模數及應用至 1 2 8 - C A P 的訊號星群符號 b_n 。從代表圖 1 3 及圖 1 4 結合之圖 1 5 中顯然可知，同相位及正交分接更新演

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (24)

譯法在給定的符號週期中無須使用相同的模數 R_1 或 R_2 。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂

資料符號的矩

將於下述中討論「資料符號的矩」之觀念。特別是，符號 a_n 及 b_n 取奇整數 $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \dots$ 成比例之值時用於矩 $E[|a_n|^L]$ 、 $E[|b_n|^L]$ 、及 $E[|A_n|^L]$ 之封閉型表示式會被給定。然後使用這些表示式以取得用於三盲等化演譯法及顯示於圖 19 的表中之 R 值的封閉型表示式（說明於下）。

首先，假設符號 a_n 及 b_n 具有相同的統計，以致於 $E[|a_n|^L] = E[|b_n|^L]$ 。首先考慮下述已知之整數級數總合：

$$\sum_{k=1}^m k = \frac{1}{2}m(m+1), \quad (49a)$$

$$\sum_{k=1}^m k^2 = \frac{1}{6}m(m+1)(2m+1), \quad (49b)$$

$$\sum_{k=1}^m k^3 = \frac{1}{4}[m(m+1)]^2, \text{ and} \quad (49c)$$

$$\sum_{k=1}^m k^4 = \frac{1}{30}m(m+1)(2m+1)(3m^2+3m-1). \quad (49d)$$

使用這些總合以找出用於奇整數的級數總和之封閉型表示式。舉例而言，對級數一而言：

$$(1+3+5+7) = (1+2+3+4+5+6+7) - 2(1+2+3) \quad (50)$$

$$\rightarrow \sum_{k=1}^m (2k-1) = \sum_{k=1}^{2m-1} k - 2 \sum_{k=1}^{m-1} k = m^2,$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (25)

其中藉由使用方程式 (4 9 a) 之封閉型表示式求得中間二總和之值。類似地，可對其它奇整數的級數總和使用類似的系列處理。

現在，考慮使用具有值 $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \dots, \pm (2m-1)$ 之符號之方形訊號星群，其中 m 係不同符號位準 (大小) 之數目。舉例而言，對 4 - C A P 、 1 6 - C A P 、 6 4 - C A P 、及 2 5 6 - C A P 方形訊號星群而言， m 分別等於 1 、 2 、 4 及 8 。也假設所有的符號值係機率相等。結果，符號 a_n 的矩為：

$$E[|a_n|] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1) = m, \quad (51)$$

$$E[a_n^2] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1)^2 = \frac{1}{3}(4m^2-1), \quad (52)$$

$$E[|a_n|^3] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1)^3 = m(2m^2-1), \quad (53)$$

$$E[a_n^4] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m (2k-1)^4 = \frac{1}{15}(4m^2-1)(12m^2-7). \quad (54)$$

接著，考慮複數符號 $A_n = a_n + j b_n$ 。假設符號 a_n 及 b_n 係不相關的，則取得下述用於複數符號的偶數矩之表示式：

$$E[|A_n|^2] = 2E[a_n^2], \text{ and} \quad (55a)$$

$$E[|A_n|^4] = 2E[a_n^4] + 2[E|a_n^2|]^2. \quad (55b)$$

在方程式 (5 5 b) 中使用方程式 (5 2) 及 (5 4)，造成：

五、發明說明 (26)

$$E[|A_n|^4] = \frac{4}{45}(4m^2 - 1)(28m^2 - 13) \quad (56)$$

現在可使用上述這些結果以取得用於不同盲等化演譯法中的常數 R 之封閉型表示式。造成下述（相當簡單）表示式：

$$R_{rca} \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]} = \frac{4m^2 - 1}{3m}, \quad (57)$$

$$R_{numa}^2 \frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]} = \frac{12m^2 - 7}{5}, \quad (58)$$

$$R_{numa}^2 \frac{E[|A_n|^4]}{E[|A_n|^2]} = \frac{56m^2 - 26}{15}. \quad (59)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表 計

關於非方形訊號星群，即使所有的複數符號 A_n 係等機率的，用於 a_n 及 b_n 之不同符號位準 $2^k - 1$ 仍具有不同的發生機率。此點從圖 15 所示之 128 點星群可得知。在此情形下，必須根據一般公式計算符號矩：

$$E[|a_n|^L] = P_1 \sum_{k=1}^{m_1} (2k-1)^L + P_2 \sum_{m_1+1}^{m_2} (2k-1)^L + P_3 \sum_{m_2+1}^{m_3} (2k-1)^L + \dots \quad (60)$$

其中 P_i 係出現在對應總和中的符號位準之發生機率。對典型的 32-CAP 及 128-CAP 星群而言，式 (60) 會限於二不同機率 P_1 及 P_2 。

其它事項相等（亦即，符號速率、整形濾波器等），假使不論所使用的訊號星群型式為何， $E[a_n^2] = E[b_n^2]$ = 常數，則能在 CAP 傳送器輸出處確保固定的平均功率。當然，假使必須滿足平均功率限制，則不同

五、發明說明 (27)

的訊號星群將必須使用不同的符號值。因此，一般而言，訊號星群會使用符號值 $\lambda (2k-1)$ ，其中係以滿足功率限制之方式選取 λ 。為簡化起見，假設 $E[a_n^2] = 1$ 。對方形星群而言，接著可從方程式 (52) 決定 λ 值，而造成：

$$E[a_n^2] = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m [\lambda(2k-1)]^2 = \frac{\lambda^2(4m^2-1)}{3} = 1 \rightarrow \lambda^2 = \frac{3}{4m^2-1} \quad (61)$$

在方程式 (57)、(58) 及 (59) 中使用此 λ 表示式，則造成下述標準化常數 R 之表示式：

$$\bar{R}_{rca} = \lambda \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]} = \frac{\sqrt{4m^2-1}}{m\sqrt{3}}, \quad (62)$$

$$\bar{R}_{mma}^2 = \lambda^2 \frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]} = \frac{3}{5} \frac{12m^2-7}{4m^2-1}, \quad (63)$$

$$\bar{R}_{cma}^2 = \lambda^2 \frac{E[|A_n|^4]}{E[|A_n|^2]} = \frac{1}{5} \frac{56m^2-26}{4m^2-1}. \quad (64)$$

以類似方式可對非方形星群取得類似的表示式。當訊號星群中的點數變得非常大時，取得下述標準化常數之漸近值：

$$m \rightarrow \infty \quad \bar{R}_{rca} \approx 1.155 \quad \bar{R}_{mma} \approx 1.342 \quad \bar{R}_{cma} \approx 1.673. \quad (65)$$

RCA、CMA 及 MMA 演譯法之概述

圖 18 之表中顯示 RCA、CMA 及 MMA 的一般比較。此外圖 19 中所示之表中顯示用於上述 RCA、

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (28)

CMA 及 MMA 盲等化技術之分接更新演譯法中的大小不同的常數 R 、 R_1 及 R_2 之訊號星群的說明值。圖 19 中所示之資料係假設符號 a 及 b 取離散值 ± 1 、 ± 3 、 ± 5 、 ± 7 、 \dots 。這些常數的封閉型表示式係如上述般被導出。

一般而言，RCA 演譯法比 CMA 或 MMA 演譯法具有較不可靠之收斂。關於 CMA 與 MMA 演譯法之間，這些演譯法均具有優點及缺點。舉例而言，CMA 演譯法提供可靠的收斂—因此可避免錯誤對角線解—但是，CMA 演譯法需要昂貴的旋轉器。相較之下，MMA 演譯法並不需要昂貴的旋轉器，但比 CMA 演譯邏輯更易於錯誤收斂。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂

轉換演譯法

根據發明觀念，我們已瞭解使用 CMA 及 MMA 演譯法等二者以取得互補結果之盲等化技術。此方法提供用於可造成更加可靠的盲收斂而不產生對角線解及避免旋轉器費用之「轉換演譯法」之基礎。

CMA - MMA 轉換演譯法

第一個說明的轉換演譯法稱為「CMA - MMA 轉換演譯法」。圖 21 顯示二濾波器結構及圖 22 顯示對應的流程圖。使用轉換演譯法之盲啟動程序可為行程表驅動或事件驅動，或二者。根據行程表驅動法，二不同的分接更

五、發明說明 (29)

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

新演譯法之間的切換係發生於某些固定數目 M 之迭代後 (舉例而言, 可由計數器決定)。根據事件驅動法, 當取得某品質之眼睛張開時, 發生切換。舉例而言, 當 MSE 係在某些臨界值 T 之下時, 藉由連續地監視 MSE 及切換, 而達成此點。圖 22 係顯示使用此二方法之啓動程序的實施例。用於 M 及 T 之值會視應用而定並以實驗決定。在啓動期間, 所使用的第一盲等化演譯法係如步驟 805 中所示之 CMA 演譯法。在此步驟中, 圖 21 之 CMA 元件 620-1 及 630-1 係分別用以收斂適應濾波器 610 及 615 的分接係數。如步驟 810 中所示, 一直使用 CMA 演譯法直至迭代 n 大於 M 為止。一旦達到此條件, 則轉換演譯法會切換至步驟 815 中使用 MMA 演譯法。在此步驟中, 圖 21 之元件 620-2 及 620-3 係分別用以收斂適應濾波器 610 之分接係數及 615。最後, 當眼睛張開得更多時, 例如張開至 MSE 小於或等於 T , 則接收器會切換至如步驟 820 及 825 中所示之決定導向分接演譯法。在此步驟中, LMS 元件 620-3 及 630-3 係分別用以進一步使適應濾波器 610 及 615 的係數適應 (明言之, 根據 64-CAP 星群的電腦模擬, M 及 T 的值係 $M = 25,000$ 及 $T = -12dB$)。因此, 在 CMA-MMA 轉移演譯法中, 接收器會於盲啓動期間簡單地從 CMA 切換至 MMA。

從方程式 (29) 可知, 用於 CMA 演譯法之成本函數給定為：

五、發明說明 (30)

$$CF = E \left[\left(|Y_n|^2 - R_c^2 \right)^2 \right], \quad (66)$$

其中 $L = 2$ 。

從方程式 (3 2 a) 及 (3 2 b) 可知 C M A 分接更新演譯法為：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \alpha (y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R_c^2) y_n \mathbf{r}_n, \quad (67a)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \alpha (y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R_c^2) \tilde{y}_n \mathbf{r}_n. \quad (67b)$$

其中 α 係步階尺寸，及 $R_c^2 = \frac{E[|A_n|^4]}{E[|A_n|^2]}$ 。

從方程式 (3 6) 可知，用於 M M A 演譯法之成本函數為：

$$CF = E [(y_n^2 - R_m^2)^2 + (\tilde{y}_n^2 - R_m^2)^2],, \quad (68)$$

其中 $R^2_m = E [a^4_n] / E [a^2_n]$ 。從方程式 (4 0 a) 及 (4 0 b) 可知，M M A 分接更新演譯法為：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \alpha (y_n^2 - R_m^2) y_n \mathbf{r}_n, \quad (69a)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \alpha (\tilde{y}_n^2 - R_m^2) \tilde{y}_n \mathbf{r}_n. \quad (69b)$$

不幸地，電腦模擬已顯示從 C M A 演譯法至 M M A 演譯法之簡單切換並未提供星群平順旋轉。結果，於下說明轉換演譯法的額外實施例。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

() 訂 裝

五、發明說明 (31)

固定旋轉 C M A (C R - C M A) 轉換演譯法

C M A 演譯法的分析顯示由於在收斂期間僅使用複數符號 Y_n 的大小資訊，所以會產生旋轉星群。藉由 C M A，成本函數可將誤差最小化如下：

$$CF = \frac{1}{2} E[(|Y_n|^2 - R^2)^2] = E[(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)^2] \quad (70)$$

此成本函數可使延著圓圈的等化器之複數輸出取樣的 $Y_n^2 = y_n^2 + \tilde{y}_n^2$ 大小之分散最小，且不會利用 Y_n 的相位資訊。根據發明觀念，藉由將加權因數 β 加至複數符號 Y_n 以修改 C M A 演譯法。在同相位維中， y_n^2 變成：

$$\beta y_n^2 + \tilde{y}_n^2 = y_n'^2 \quad (71)$$

且在正交相位維中， y_n^2 變成：

$$\beta y_n^2 + \tilde{y}_n^2 = \tilde{y}_n'^2 \quad (72)$$

注意，具有相位資訊之 $y_n'^2 = y_n^2 + \beta \tilde{y}_n^2$ 對旋轉而言並非不變。所發表之演譯法係稱為固定旋轉 C M A (C R - C M A) 轉換演譯法。C R - C M A 的成本函數為：

$$CF_I = E[(y_n^2 + \beta \tilde{y}_n^2 - R^2)^2], \quad (73a)$$

$$CF_Q = E[(\beta y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)^2]. \quad (73b)$$

藉由使用加權因數 β ，則等化器具有介於 C M A 與 M M A 之間的收斂特性。

圖 2 3 係顯示說明的二濾波器結構及圖 2 4 係顯示用

五、發明說明 (32)

於 C R - C M A 轉移演譯法之對應流程圖。在啓動期間，所使用的第一盲等化演譯邏輯係如步驟 850 中所示之 C M A 演譯法。在此步驟中，圖 23 之 C M A 元件 720 - 1 及 730 - 1 分別用以收斂適應濾波器 710 及 715 之分接係數。如同步驟 855 所示，一直使用 C M A 演譯法直至迭代數目 n 大於 M_1 為止。一旦達到此條件，轉換演譯法會切換至步驟 860 中使用 C R - C M A 演譯法且 n 會被重新設為零。在此步驟中，圖 23 的 C R - C M A 元件 720 - 2 及 730 - 2 係分別用以收斂適應濾波器 710 及 715 之分接係數。當眼睛繼續張開， n 大於 M_2 時，接收器會切換至使用 M M A 演譯法。此係由步驟 865 及 870 所表示。當使用 M M A 演譯法時，圖 23 之元件 720 - 3 及 730 - 3 會分別用以收斂適應濾波器 710 及 715 的分接係數。最後，當眼睛張開得更多，例如張開至 M S E 小於或等於 T_2 時，則接收器會切換至如步驟 875 及 880 所示之決定導向分接適應演譯法。在此時，L M S 元件 720 - 4 及 730 - 4 會分別用以進一步使適應濾波器 710 及 715 的分接係數適應（明言之，根據 64 - C A P 星群之電腦模擬， M_1 、 M_2 及 T_2 的值係 $M_1 = 25,000$ 、 $M_2 = 24,000$ 及 $T_2 = -12dB$ ）。

因此，在此方法中，等化器藉由使用 C M A、C R - C M A、及 M M A 等三盲演譯法可取得盲收斂。 β 值會滿足 $0 < \beta < 1$ 。明言之， $\beta = 0.5$ 。在此情形中， y_n 在

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (33)

y_n 上的效果係減少一半。

如同上述，CR-CMA的成本函數為：

$$CF_I = E[(y_n^2 + \beta \tilde{y}_n^2 - R_r^2)^2] \quad (74a)$$

$$CF_Q = E[(\beta y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R_r^2)^2] \quad (74b)$$

其中 β 係標度因數，滿足 $0 \leq \beta \leq 1$ 。以非零 β 取得星群旋。當 $\beta = 1$ 時，方程式 (74a) 中的成本函數變成與 CMA 的成本函數相同。當 $\beta = 0$ 時，方程式 (74a) 及 (74b) 中的二成本函數之總和會造成 MMA 之成本函數。可導出二成本函數之梯度如下：

$$\nabla_c(CF_I) = E[(y_n^2 + \beta \tilde{y}_n^2 - R_r^2)y_n \mathbf{r}_n] \quad \nabla_d(CF_Q) = E[(\beta y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R_r^2)\tilde{y}_n \mathbf{r}_n]$$

常數 R ，會被計算成：

$$R_r^2 = \frac{E[|A_n'|^4]}{E[|A_n'|^2]} \quad (76)$$

$$= \frac{E[(a_n^2 + \beta b_n^2)^2]}{E[a_n^2 + \beta b_n^2]} \quad (77)$$

$$= \frac{(1 + \beta^2)E[a_n^4] + 2\beta E^2[a_n^2]}{(1 + \beta)E[a_n^2]} \quad (78)$$

當 $\beta = 1$ 、 $R = R_c$ 及 $\beta = 0$ 、 $R = R_m$ 時，結果會與針對方程式 (74a) 及 (74b) 中的成本函數所取得之結果一致。濾波器的分接係數會於梯度的相對立方向中被更新。所以，分接更新演譯法為：

五、發明說明 (34)

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \mu (y_n^2 + \beta \tilde{y}_n^2 - R_r^2) \mathbf{y}_n \mathbf{r}_n \quad (79)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \mu (\beta y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R_r^2) \tilde{\mathbf{y}}_n \mathbf{r}_n \quad (80)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

由於使用固定因數 β ，所以無法以 C R - C M A 達成旋轉期間使眼睛保持張開之 C M A 至 M M A 的轉換。通常，需要 M M A 以取得如上所述之最終盲收斂。

動態旋轉 C M A (D R - C M A) 轉換演譯法

在上述 C R - C M A 轉換演譯法，星群會逐漸地收斂至其最終位置。但是，在旋轉期間，眼睛不會保持張開。因此，為使眼睛在旋轉期間保持張開，需使用動態旋轉 C M A (D R - C M A) 轉換演譯法。在此方法中，會於方程式 (73) 中使用時變（隨時間改變） β 。為減少二維之間相互影響，所以，將下降誤差因數 $|e_{r,n}|$ 導入 C M A 成本函數作為權數。因此，方程式 (73) 變成：

$$CF_I = E[(y_n^2 + \beta |e_{r,n}| \tilde{y}_n^2 - (R_m^2 + \beta |e_{r,n}| (R_c^2 - R_m^2))^2)] \quad (81a)$$

$$CF_Q = E[(\tilde{y}_n^2 + \beta |e_{r,n}| y_n^2 - (R_m^2 + \beta |e_{r,n}| (R_c^2 - R_m^2))^2)] \quad (81b)$$

其中 R_c 係指 C M A 的常數而 R_m 係指 M M A 的常數。注意，時變因數具有二功能。在同相位維的情形中， $|e_{r,n}|$ 係用以逐漸減少 \tilde{y}_n 的影響。此外，應注意，常數 R 對 C M A 及 M M A 係不同的。常通， $R_c > R_m$ 。所以， $|e_{r,n}|$ 也會用以使 R_c 動態地改變至 R_m 。當誤差

五、發明說明 (35)

前進至零時， y_n 與 $(R^2_c - R^2_m)$ 等二數量也會對收斂至零有所助益。最後，藉由完美收斂，則成本函數 CMA 會收斂至 MMA 之一。因此，無需使用旋轉器，可在濾波器適應期間取得使眼睛保持張開之 CMA 至 MMA 的平順轉換。注意，方程式 (81) 中的 β 係作為步階尺寸以控制時變權數之標度。當適當地選擇步階尺寸 β 時，可取得平順的等化器旋轉。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

圖 25 係顯示說明的二濾波器結構而圖 26 係顯示用於 DR-CMA 轉換演譯法之對應流程圖。在啓動期間，所使用的第一盲等化演譯法係如步驟 950 所示之 CMA 演譯法。在此步驟中，圖 25 的 CMA 元件 920-1 及 930-1 係分別用以收斂適應濾波器 910 及 915 之分接係數。如步驟 955 所示，一直使用 CMA 演譯法直至迭代數目 n 大於 M 為止。一旦達到此條件，則轉換演譯法會切換至步驟 960 中使用 DR-CMA 演譯法。在此步中，圖 25 的元件 920-2 及 930-2 係分別用以收斂適應濾波器 910 及 915 的分接係數。當眼睛繼續張開，達到 MSE 小於或等於 T_1 時，接收器會切換至使用 MMA 演譯法。此係由步驟 965 及 970 所顯示。當 MMA 演譯法正在使用中時，圖 25 的元件 920-3 及 930-3 係分別用以收斂適應濾波器 910 及 915 的分接係數。最後，當眼睛張開得更多時，例如 MSE 小於或等於 T_2 (其中 $T_2 < T_1$)，則接收器會切換至如步驟 975 及 980 所示之決定導向分接適應演譯法。此時，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (36)

L M S 元係 9 2 0 - 4 及 9 3 0 - 4 會分別用以進一步使適應濾波器 9 1 0 及 9 1 5 的分接係數適應。根據 6 4 - C A P 星群的電腦模擬， M_1 、 M_2 及 T_2 的說明值為 $M = 25,000$ 、 $T_1 = -10 \text{ dB}$ 、及 $T_2 = -12 \text{ dB}$ 。

關於 C R - C M A 演譯法，用於 D R - C M A 的成本函數對同相位維正交相位維分別寫成：

$$CF_I = E[(y_n^2 + \beta|e_{r,n}|\tilde{y}_n^2 - (R_m^2 + \beta|e_{r,n}|(R_c^2 - R_m^2))^2)] \quad (82)$$

$$CF_Q = E[(\tilde{y}_n^2 + \beta|\tilde{e}_{r,n}|y_n^2 - (R_m^2 + \beta|\tilde{e}_{r,n}|(R_c^2 - R_m^2))^2)] \quad (83)$$

在同相位維的情形中，當 $|\beta e_{r,n}| = 1$ 時，成本函數 CF_I 係等同於用於 C M A 者，而 $|\beta e_{r,n}| = 0$ 時，成本函數 CF_I 會減化成用於 M M A 者。注意，由於因數 $|e_{r,n}|$ ，所以，C M A 與 M M A 之間的轉換成本函數係動態的。導出成本函數的梯度如下：

$$\nabla_e(CF) = E[(y_n^2 + \beta|e_{r,n}|\tilde{y}_n^2 - (R_m^2 + \beta|e_{r,n}|(R_c^2 - R_m^2)))y_n \mathbf{r}_n] \quad (84)$$

$$\nabla_u(CF) = E[(\tilde{y}_n^2 + \beta|\tilde{e}_{r,n}|y_n^2 - (R_m^2 + \beta|\tilde{e}_{r,n}|(R_c^2 - R_m^2)))\tilde{y}_n \mathbf{r}_n] \quad (85)$$

當推導用於分接更新之演譯法時，時變權數會被視為常數。在梯度的對立方向中達成分接更新，所以：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \mu[y_n^2 + \beta|e_{r,n}|\tilde{y}_n^2 - (R_m^2 + \beta|e_{r,n}|(R_c^2 - R_m^2))]y_n \mathbf{r}_n \quad (86)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \mu[\tilde{y}_n^2 + \beta|\tilde{e}_{r,n}|y_n^2 - (R_m^2 + \beta|\tilde{e}_{r,n}|(R_c^2 - R_m^2))]\tilde{y}_n \mathbf{r}_n \quad (87)$$

藉由動態適應，在同相位維中，分接更新會於 C M A

五、發明說明 (37)

模式中以 $|\beta_{e...}| = I$ 開始，且其會以漸減的 $|\beta_{e...}|$ 平順地轉換至 M M A 模式。當 $|\beta_{e...}| = 0$ 及 $|\beta_{e...}| = 0$ 時，可從 C M A 完全轉換至 M M A 。

圖 27 及 28 係顯示僅作為比較目的之說明訊號星群。圖 27 說明使用 C R - D M A 取得的訊號星群。圖 28 說明使用 D R - C M A 取得之訊號星群。顯然地，D R - C M A 比 C D - C M A 取得更平順的旋轉。應注意，實驗顯示對某些應用而言，以小心選取的 β 使用 D R - C M A，可取得完整的盲等化，以致於無須使用 M M A 演譯法，且等化器可直接切換至 L M S 演譯法以取得穩態等化，因而繞過圖 26 的步驟 970 及 975。相較於 C R - C M A，D R - C M A 實施時更佳複雜。但是，在大部份的情形中，D R - C M A 比 C R - C M A 取得更佳的收斂性能。

圖 11 及 12 係顯示發明觀念之說明實施例。圖 11 係說明代表數位訊號處理器 400 之實施例，該訊號處理器 400 係根據發明原理程式化以實施 F S L E。數位訊號處理器 400 包括中央處理單元（處理器）405 及記憶體 410。記憶體 410 的一部份係用以儲存程式指令，這些程式指令由處理器 405 執行時，會執行窗口 M M A 型演譯法。此記憶體的一部份以 411 顯示。記憶體的另一部份 412 係用以儲存分接係數值，這些分接係數值係由處理器 405 根據發明觀念更新。假設所接收的

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂

五、發明說明 (38)

訊號 404 被應用至處理器 405，處理器 405 會根據發明觀念使此訊號等化以提供輸出訊號 406。僅為舉例說明，假設輸出訊號 406 代表等化器的輸出取樣之序列。（如同此技藝中所習知，數位訊號處理器可以在導出輸出訊號 406 之前，額外地進一步處理所接收到的訊號 404）。由於在學習如此處所述之 CMA-MMA 結合型演譯法之後，軟體程式係在習於此技藝者的能力範圍之內，所以，此處並未說明此軟體程式。而且，應注意任何等化器結構，例如早先所述者，可由數位訊號處理器 400 根據發明觀念實施。

圖 12 係說明發明觀念之另一實施例。電路 500 包括中央處理單元（處理器）505、及等化器 510。後者係如上所述說明性地假設為分相 F S L E。假設等化器 510 包含至少一分接係數暫存器以儲存用於對應分接係數向量之值（例如，如圖 3 所示）。處理器 505 包含記憶體（未顯示），類似於用以實施 CMA-MMA 結合型演譯法之圖 11 的記憶體 410。代表等化器輸出取樣序列之等化器輸出訊號 511 會施加至處理器 505。後者會根據發明觀念分析等化器輸出訊號 511，以使分接係數的值適應以致於收斂至正確解。

前述僅說明發明之原理，因此對於習於此技藝者而言，將能設計出多種此處未明言之不同配置，但是，具體實施本發明之原理係在本發明之精神及範圍之內。

舉例而言，雖然此處將發明說明成以離散功能建立方

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

五、發明說明 (39)

塊執行，例如等化器等，但是，可使用一或更多適當的程式化處理器執行這些建立方塊的之任一者或更多者的功能。

此外，雖然於 F S L E 的內文中說明發明觀念，但是，發明觀念可應用至其它形式的適應濾波器，例如決定回饋等化器 (D F E)，但不限於此。發明觀念可應用至所有形式的通訊系統，例如廣播網路、高解析度電視 (H D T V)、如光纖至邊限之點對多點網路、訊號辨識、或分類、如配線分接之應用等等。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

袋 訂

修正
補充 本件 月28日

A8
B8
C8
D8

六、申請專利範圍

附件 1a：第 86115069 號 專利申請案

中文申請專利範圍修正本

民國 88 年 1 月 修正

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

1. 一種用於通訊接收器 中之方法，包括下述步驟：

 使用適應濾波器結果，以處理接收到的訊號，適應器濾波結構包含對應的分接係數值組；及

 使用至少二不同的收斂演譯法，以盲收斂分接係數值組。

2. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該使用至少二不同收斂演譯法之步驟包含下述步驟：

 使用固定模數演譯法 (CMA) 以使適應濾波器的係數值組初始地適應；及

 使用多模數演譯法 (MMA) 以使適應濾波器的係數值組最終地適應。

3. 如申請專利範圍第 2 項之方法，其中該 CMA 演譯法會使適應濾波器的係數組初始地適應直至達到所接收的訊號之計算誤差率為止，此時，MMA 演譯法係用以使適應濾波器的係數值組最終地適應。

4. 如申請專利範圍第 2 項之方法，其中該 CMA 演譯法會使適應濾波器的係數組初始地適應直至達到預定數目的迭代為止，此時，MMA 演譯法係用以使適應濾波器的係數值組最終地適應。

5. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該使用步驟

六、申請專利範圍

包含下述步驟：

使用固定模數演譯法（CMA）以使適應濾波器的係數值組初始地適應；

改變至固定旋轉CMA-MMA演譯法以繼續使適應濾波器的係數值組適應；及

改變至多模數演譯法（MMA）以使適應濾波器的係數值組最終地適應。

6. 如申請專利範圍第5項之方法，其中當迭代數目大於預定數目時，會從CMA演譯法轉換。

7. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該使用步驟包含下述步驟：

使用固定模數演譯法（CMA）以使適應濾波器的係數值組初始地適應；

改變至動態旋轉CMA-MMA演譯法以繼續使適應濾波器的係數值組適應；及

改變至多模數演譯法（MMA）以使適應濾波器的係數值組最終地適應。

8. 如申請專利範圍第7項之方法，其中當計算的均方差小於預定值時，會從CMA-MMA演譯法轉換。

9. 如申請專利範圍第1項之方法，更包含之步驟有在盲收斂之後，切換至決定導向適應演譯法，以便當計算的錯誤率小於預定值時，調整分接係數值組。

10. 如申請專利範圍第9項之方法，其中該決定導向適應演譯法使用最小均方分接更新演譯法。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

六、申請專利範圍

1 1 . 一種在接收器中執行盲等化之改良等化器，包括：

處理器，使用至少二不同的盲等化演譯法，使等化器的係數適應。

1 2 . 如申請專利範圍第1 1 項之等化器，其中該至少二不同的盲等化演譯法係固定模數演譯法（CMA）及多模數演譯法（MMA）。

1 3 . 如申請專利範圍第1 2 項之等化器，其中該CMA演譯法係用以使等化器的係數組初始地適應直至達到所接收的訊號之計算誤差率為止，此時，MMA演譯法用以使等化器的係數值組最終地適應。

1 4 . 如申請專利範圍第1 2 項之等化器，其中該CMA演譯法會使適應濾波器的係數組初始地適應直至達到預定數目的迭代為止，此時，MMA演譯法係用以使適應濾波器的係數值組最終地適應。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

86115069

1/15

圖 1

3-0049

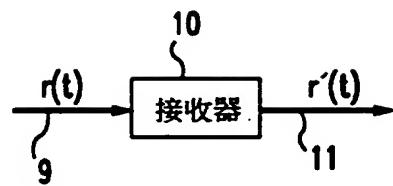
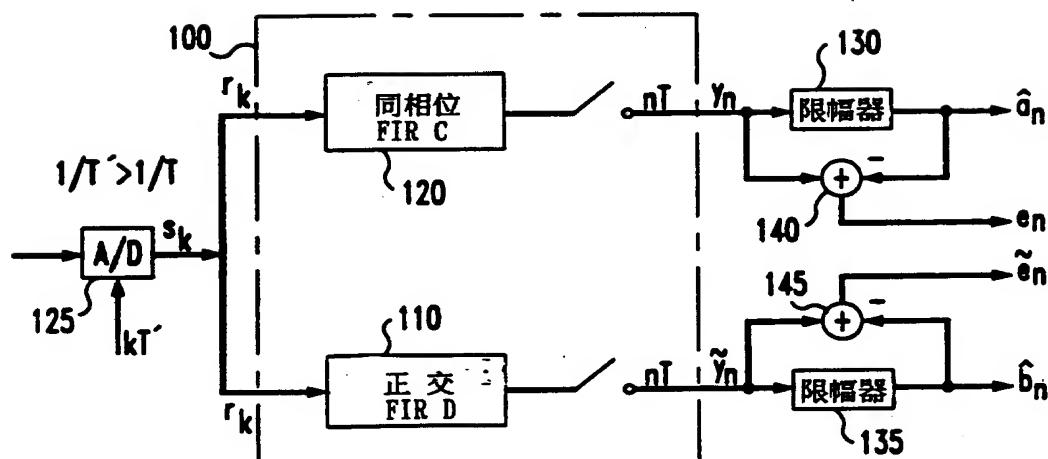


圖 2

習知技藝



— 分相FSLE —

圖 3

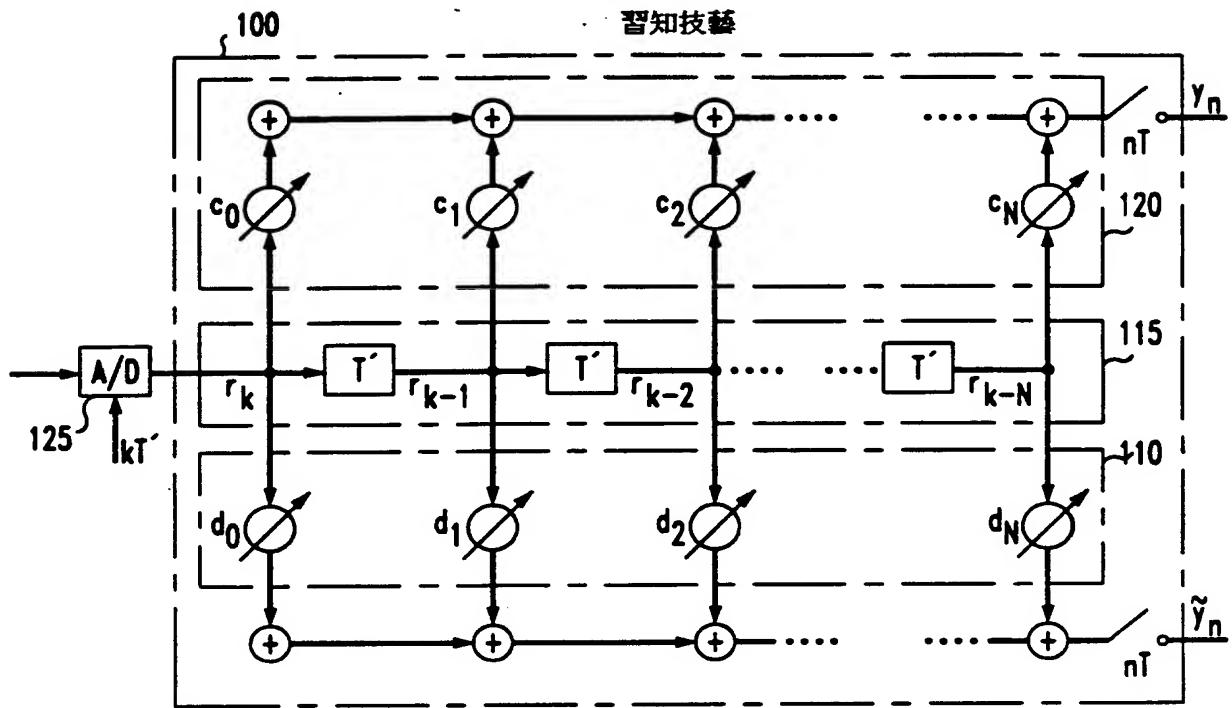
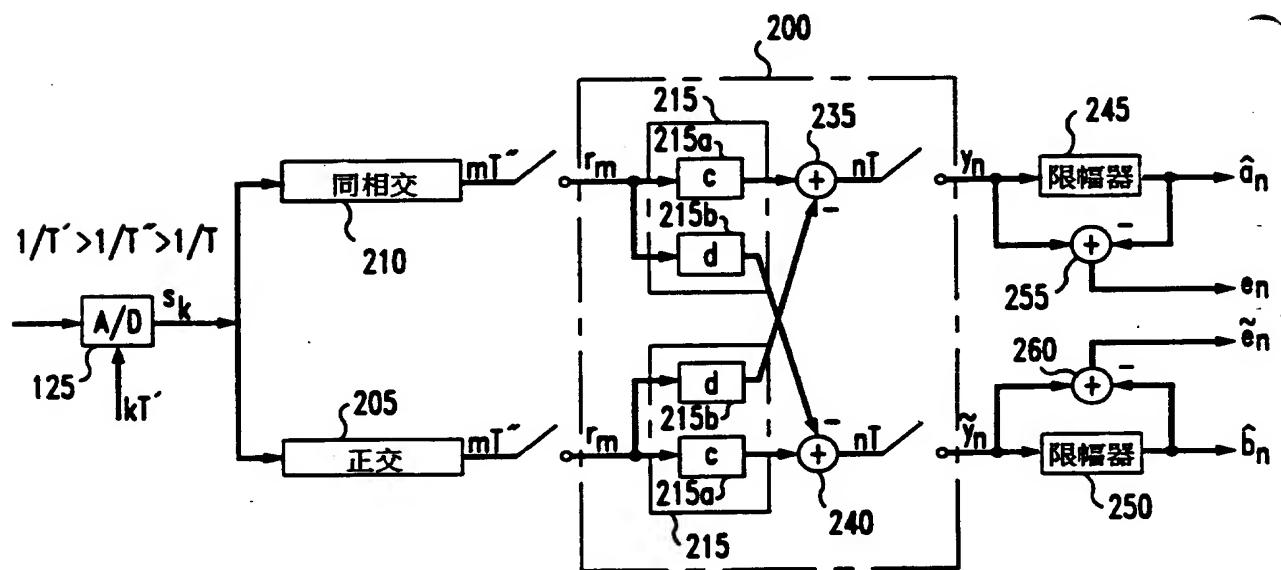


圖 4

習知技藝



3/15

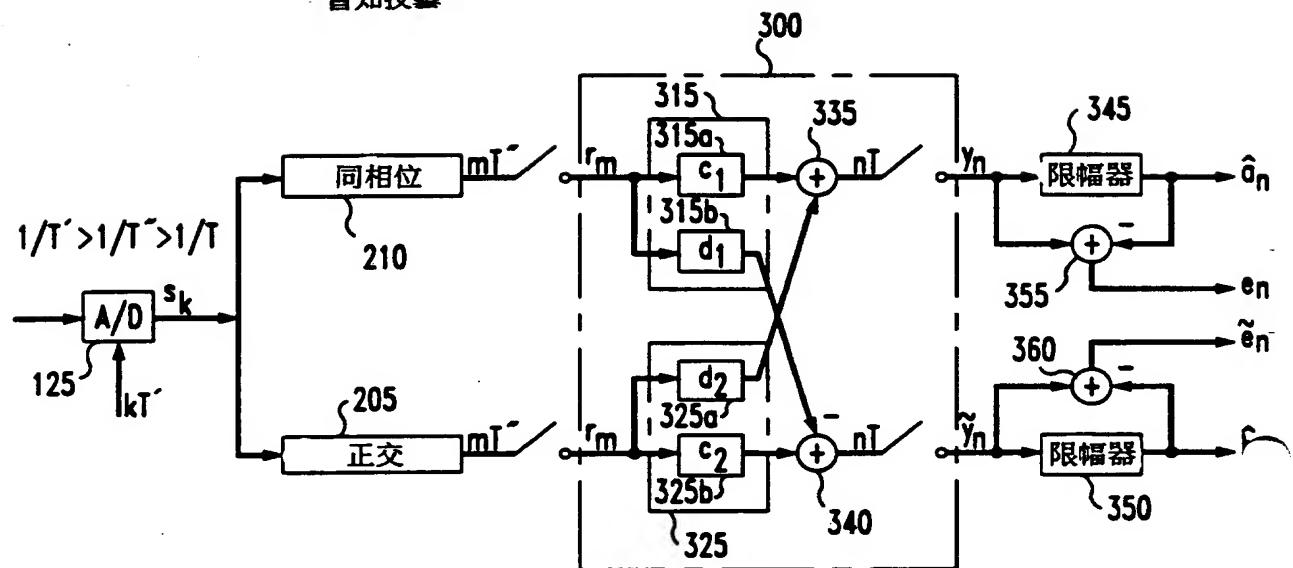
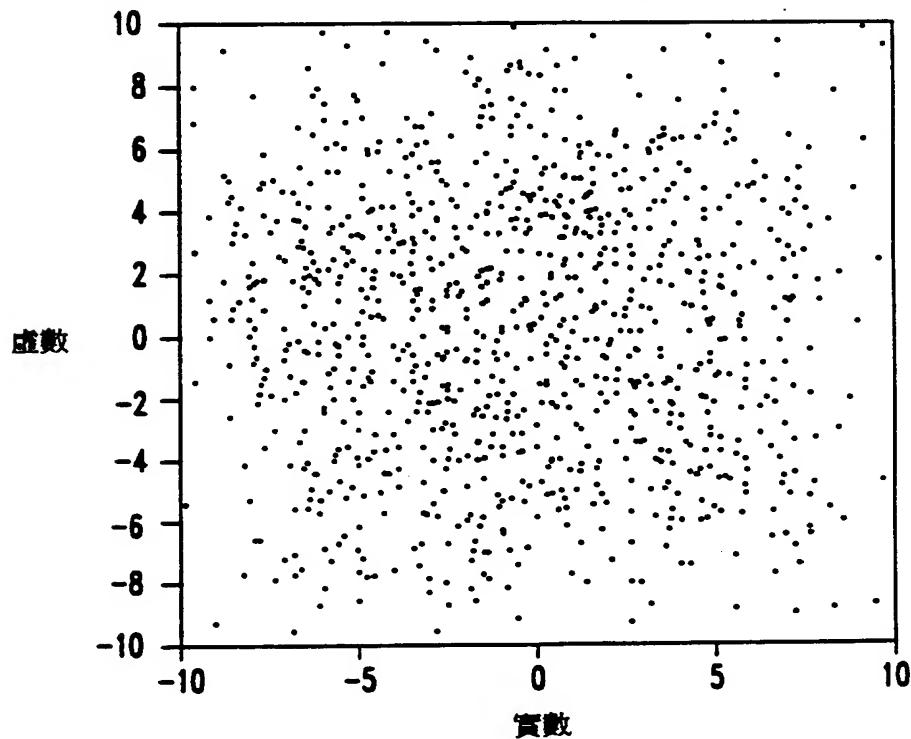
圖 5
習知技藝

圖 6

習知技藝

不均等訊號星群



4/15

圖 7
MMA開始

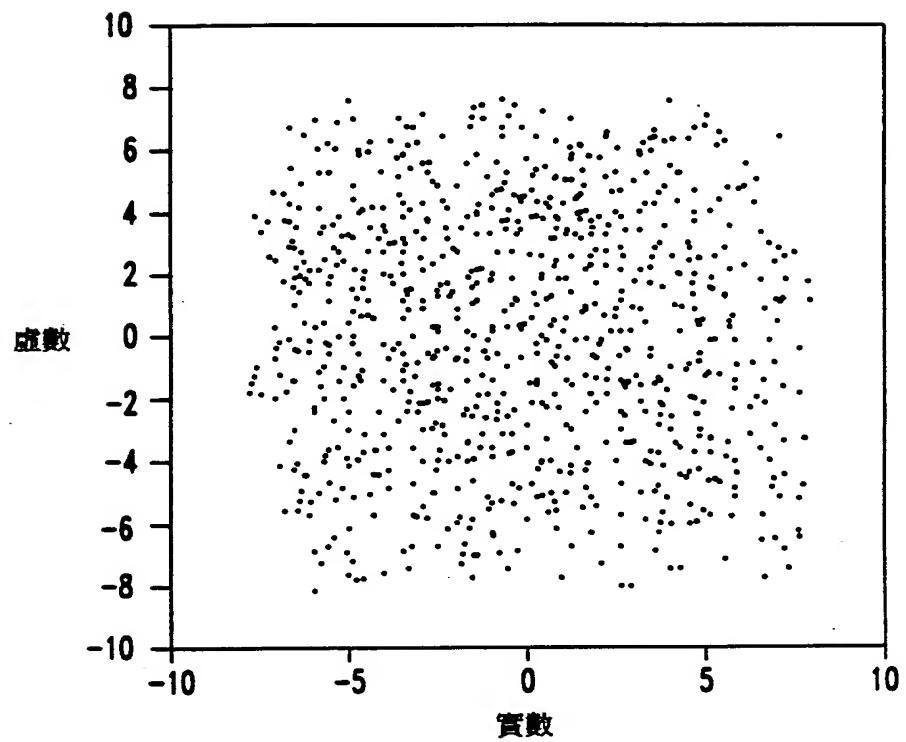


圖 8
習知技藝

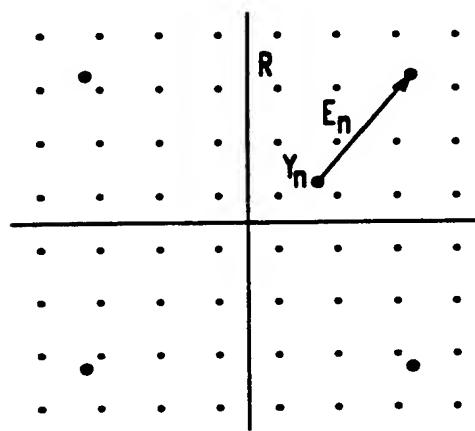


圖 9
習知技藝

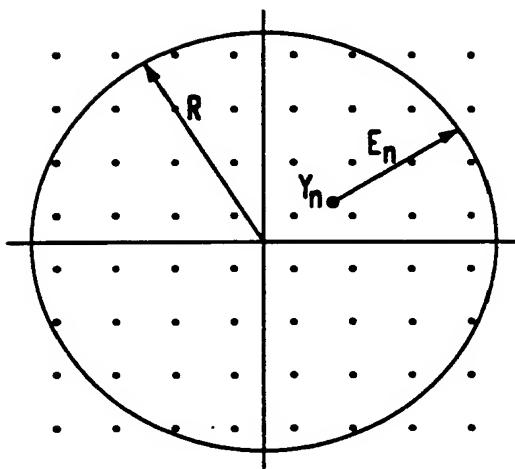


圖 10

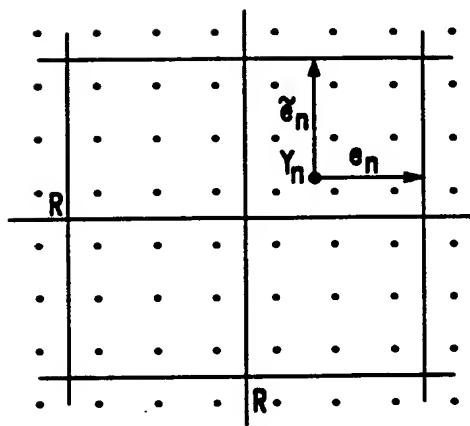


圖 11

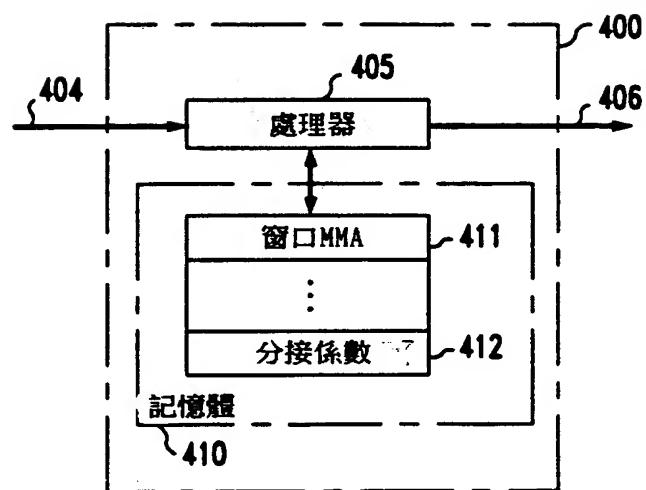


圖 12

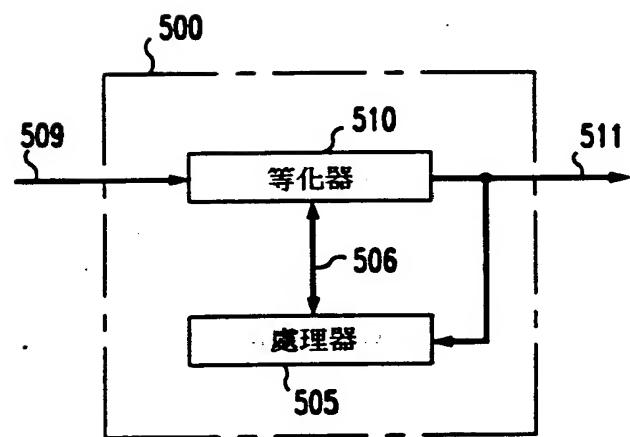


圖 13

7/15

同相位維模數

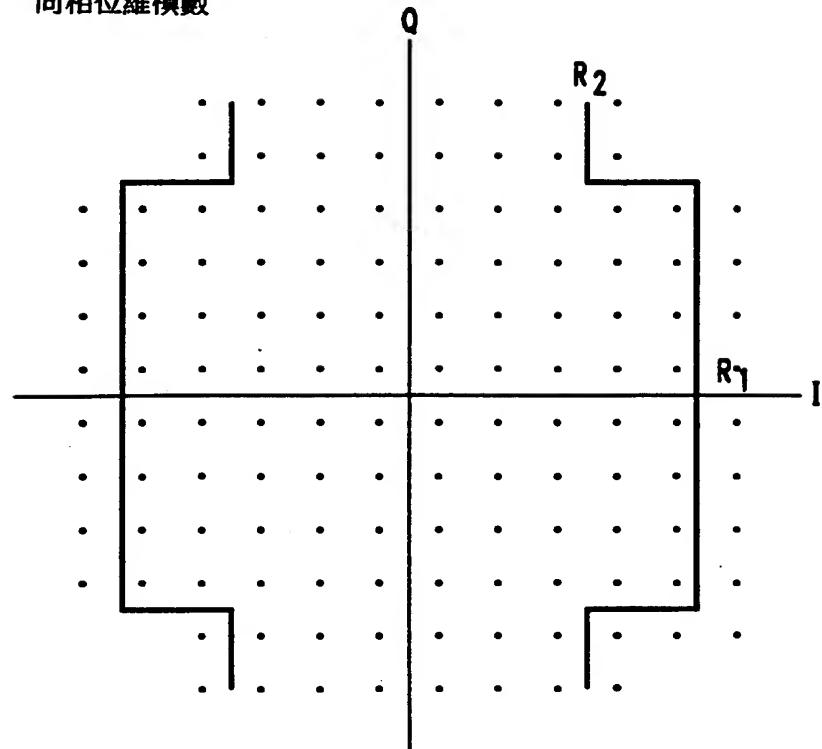
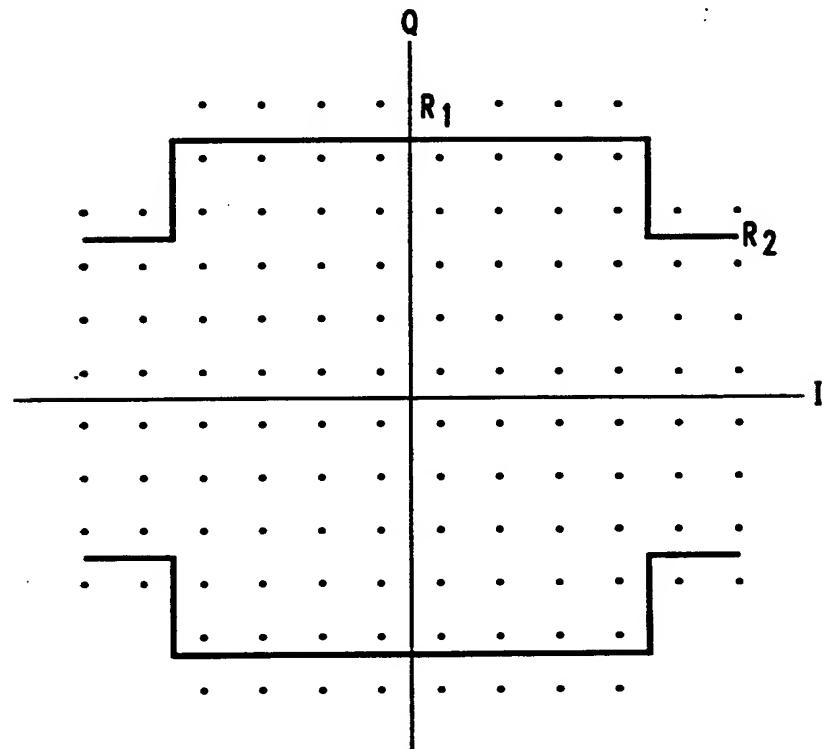


圖 14
正交相位維模數



8/15

圖 15

二維摸數

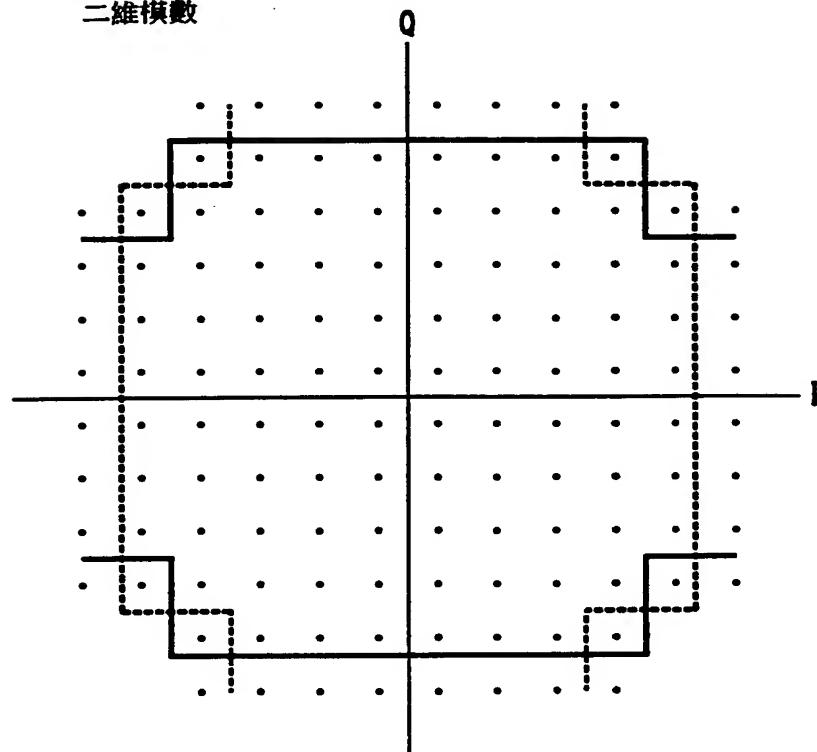
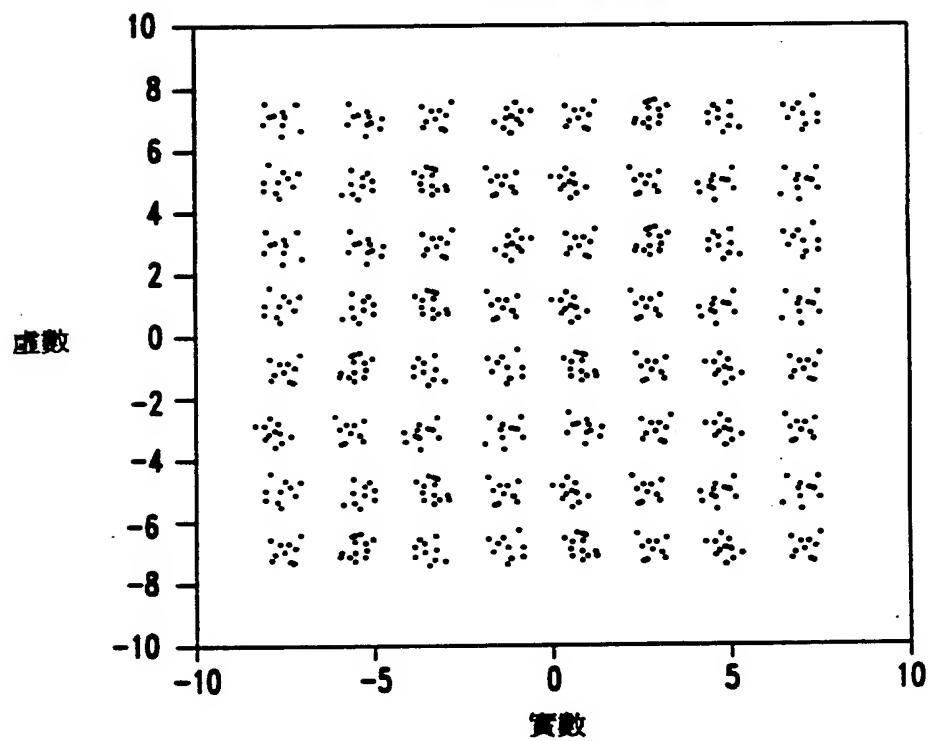


圖 16

以MMA收斂之後



9/15

圖 17

在以64點限幅器收斂之後

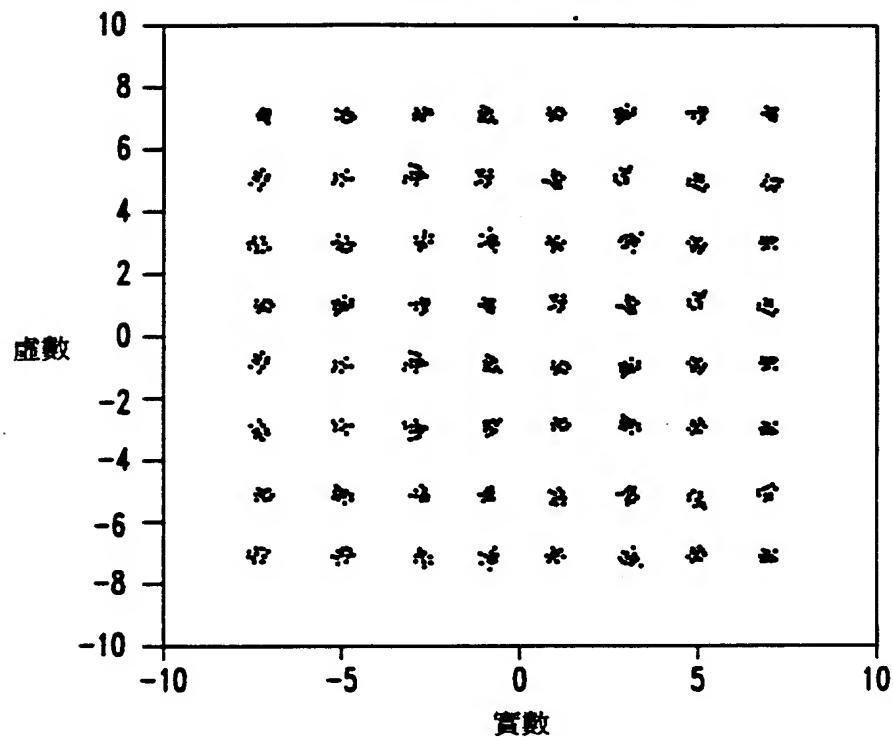


圖 18

盲等化演繹法之主要特性			
演繹法	可靠度	複雜度	收斂速度
RCA	低	低	第二快
MMA	高	中等	最快
CMA	非常高	高	最慢

10/15

圖 19

對符號±1, ±3, ±5, ±7之常數R、R ₁ 及R ₂ 的值							
演繹法	4-CAP	16-CAP	32-CAP	64-CAP	128-CAP	256-CAP	512-CAP
RCA	1	2.50	3.64	5.25	7.45	10.625	15.00
MMA	1	2.86	4.32	6.08	8.88	12.34	17.87
CMA	1.414	3.633	5.11	7.616	10.49	15.39	21.11
MMA R ₁	--	--	4.49	--	9.22	--	18.55
MMA R ₂	--	--	2.86	--	6.08	--	12.34

3076002

11/15

圖 20

對64-CAP之對角線解

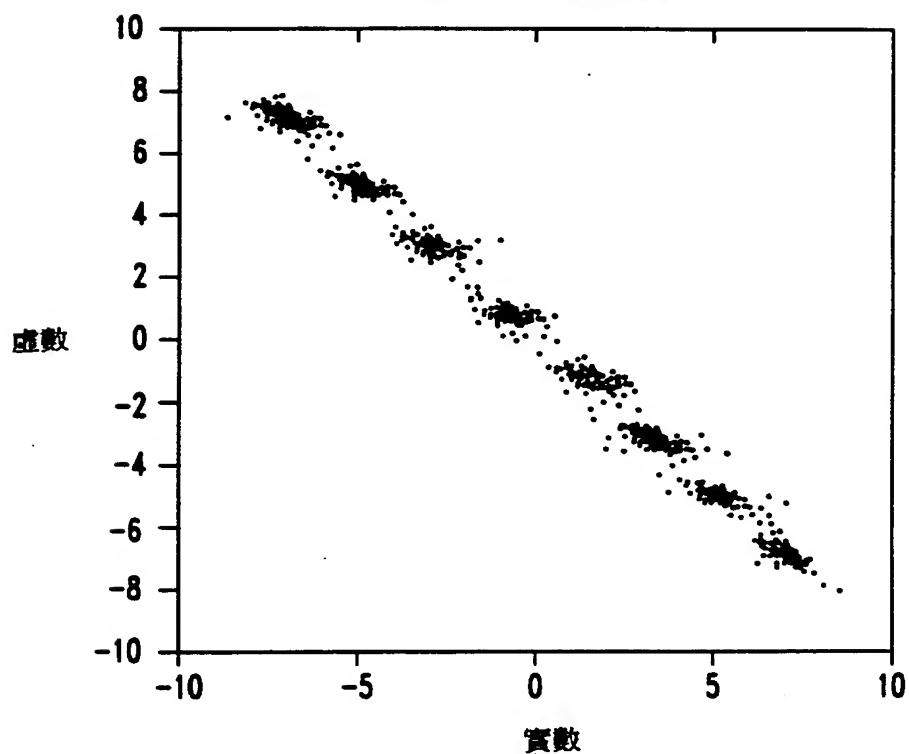
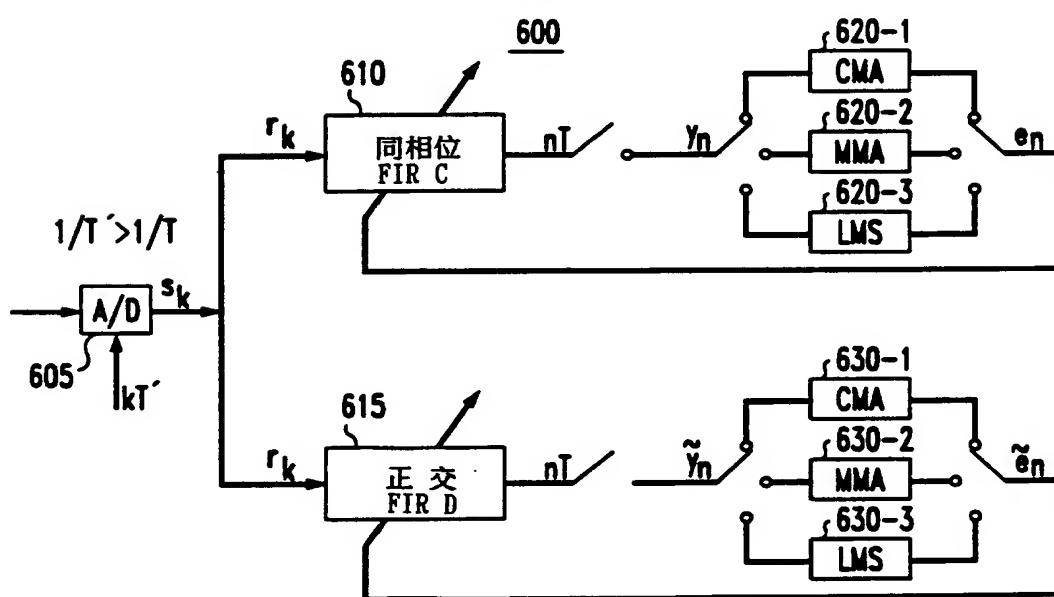


圖 21



修正
補充 本 88 年 1 月 28 日

337603
附件 2 : 第 86115069 號專利申請案中文圖式修正頁
民國 88 年 1 月呈
12/15

圖 22

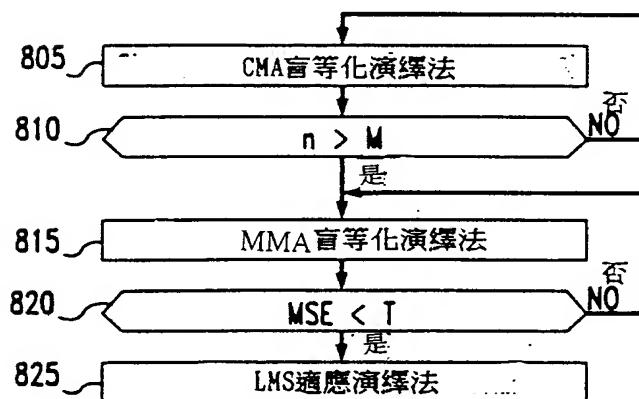
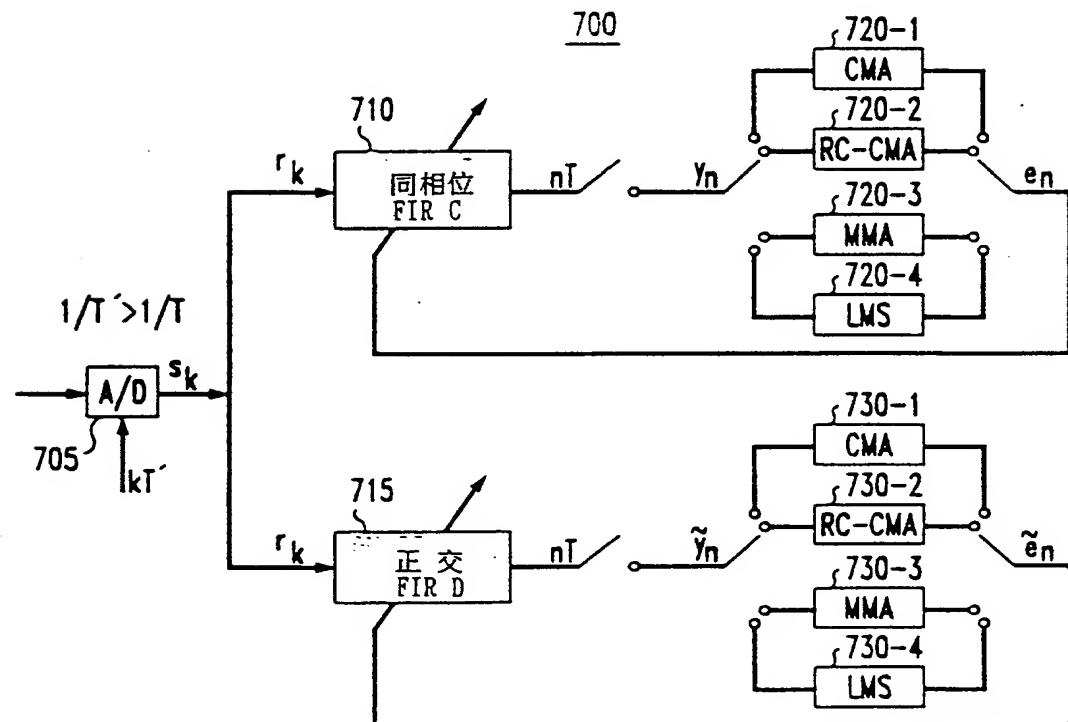


圖 23



修正
補充 本日 1月 28日

507603

13/15

圖 24

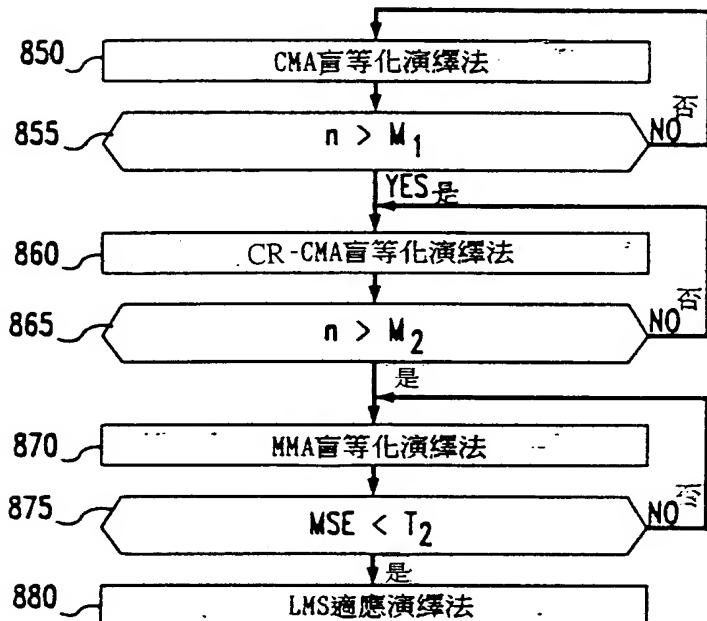
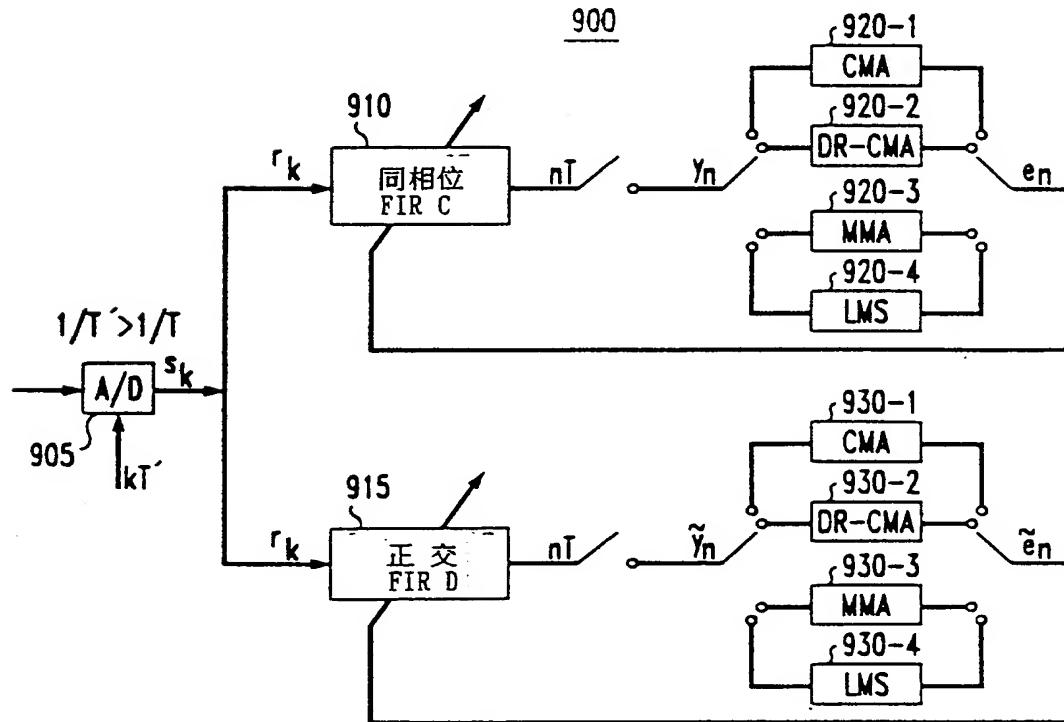


圖 25



修三
補充 本年1月28日

307602

14/15

圖 26

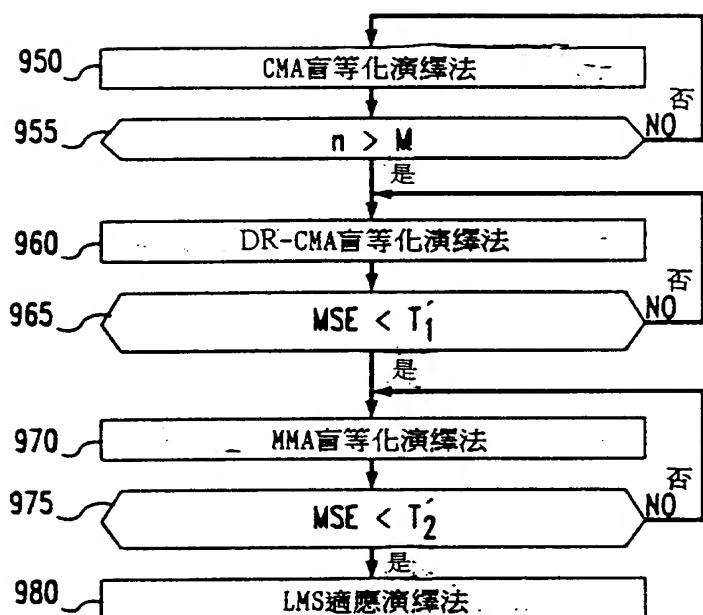
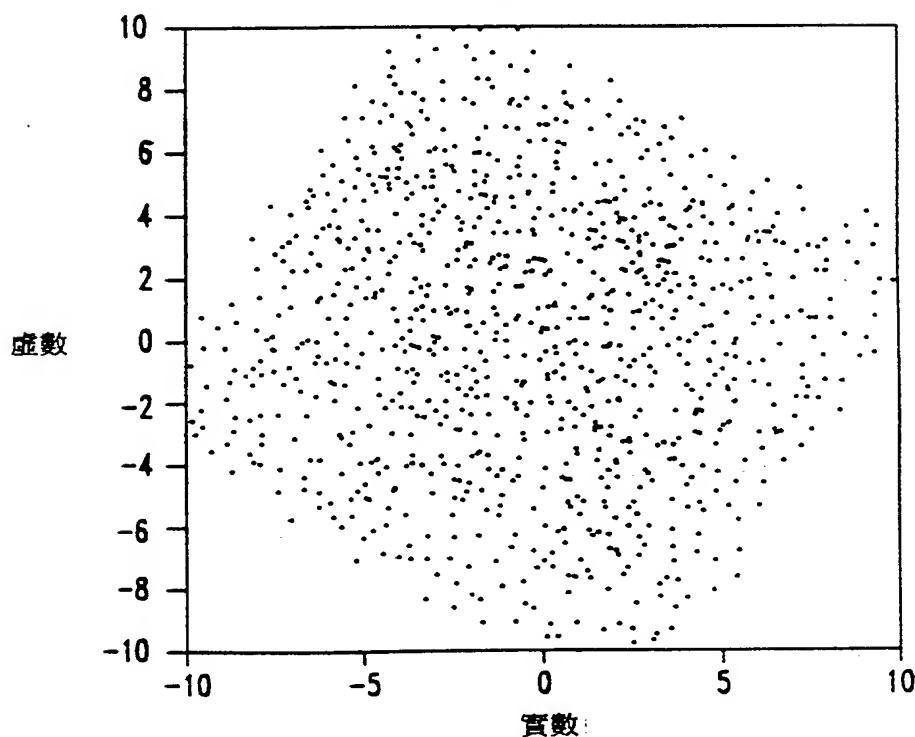


圖 27

以固定旋轉CMA等化



337662

15/15

圖 28

以動態旋轉CMA等化

